RADIO UND FERNSEHEN

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO, FERNSEHEN, ELEKTROAKUSTIK UND ELEKTRONIK

7. JAHRGANG 3 FEBRUAR 1958



VERLAG DIE WIRTSCHAFT BERLIN NO 18

AUS DEM INHALT

Titelbild:
Ansicht der Antenne des UKW-Senders Berlin-Müggelberge, der seit dem 21. 12. 57 mit 10 kW auf 92,8 MHz strahlt. Foto: Blunck

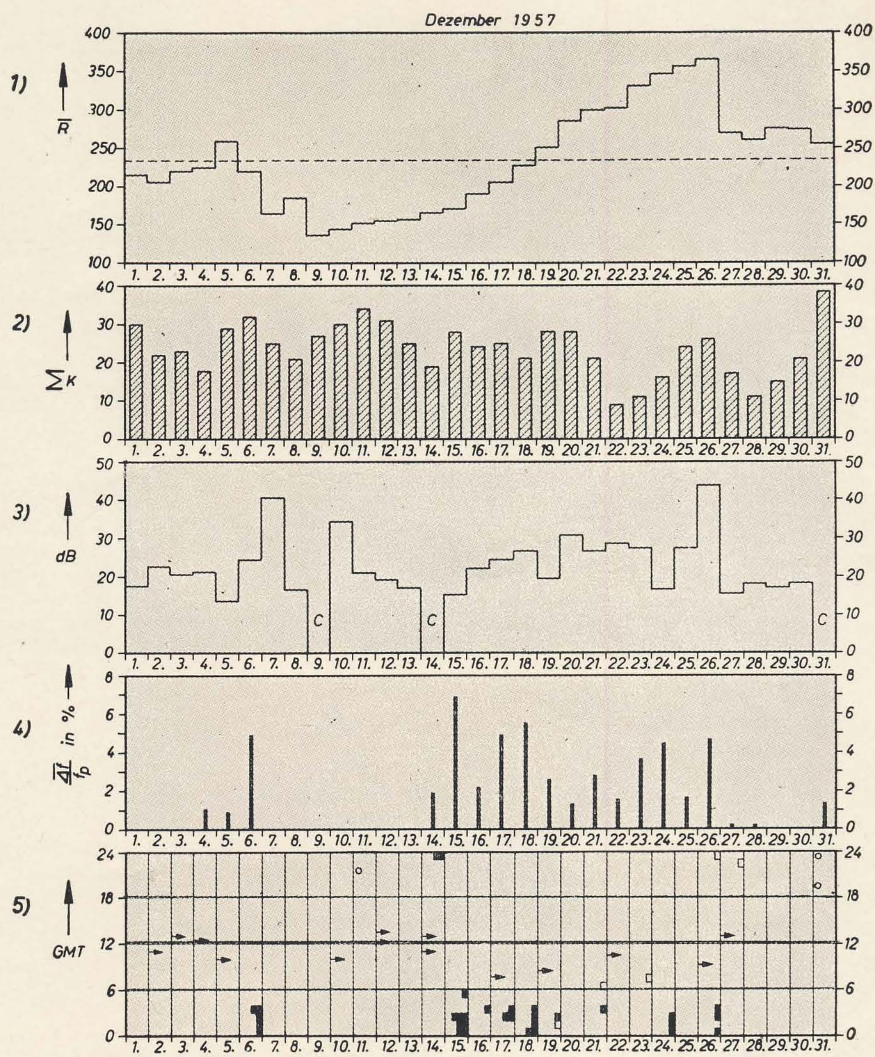
Verlag DIE WIRTSCHAFT
Berlin NO 18, Am Friedrichshain 22
Telefon 530871, Fernschreiber 011448
Verlagsdirektor: Walter Franze
Radio und Fernsehen
Chefredakteur: Peter Schäffer
Fachredaktion: Klaus K. Streng
Lizenznummer: 5227
Anzeigenannahme: Verlag DIE WIRTSCHAFT und alle Filialen der DEWAG, z. Z. gültige Preisliste Nr. 1
Druck: Tribüne Druckerei III, Leipzig III/18/36

Nachdruck und Auszüge nur mit Genehmigung des Verlages. Alle weiteren Rechte vorbehalten.

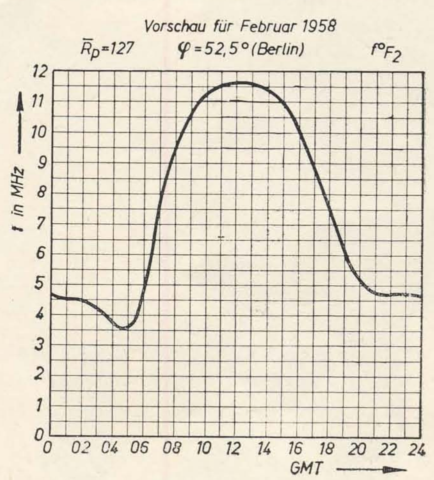
Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,– DM

Die KW-Ausbreitung im Dez. 1957 und Vorschau für Febr. 1958

Herausgegeben v. Heinrich-Hertz-Institut der Deutschen Akademie der Wissenschaften zu Berlin



1) Sonnenfleckenrelativzahlen (Zürich)
2) Tagessumme der erdmagnetischen Kennziffern (Wingst)
3) Mittagsdämpfung auf 3,86 MHz
C = Gerätestörung
4) Tagesmittel des relativen Abfalls der F_2-Grenzfrequenzen (Juliusruh/Rügen)
$\Delta f = f_p - f_m$ für $f_p < f_m$ $\Delta f = 0$
f_p = vorhergesagte Grenzfrequenz
f_m = gemessene Grenzfreqenz
5) relativer Abfall der F_2-Grenzfrequenzen (Juliusruh/R.) bezogen auf den vorhergesagten Wert
$\frac{\Delta f}{f}$ = 18...29 %
= 30...39 %
= 40...49 %
= 50 % und darüber
→ Mögel-Dellinger-Effekt bzw. Dämpfungseinbrüche (Neustrelitz/Juliusruh)
o plötzliche erdmagnetische Unruhe oder Schwankungsamplitude des Erdmagnetfeldes $A \geqq 60\gamma$ bezogen auf eine Stunde
▯ Streuecho



Bestellungen nehmen entgegen
für die Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag DIE WIRTSCHAFT, Berlin
für die Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter; der örtliche Buchhandel und der Verlag. Auslieferung über HELIOS Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141–167

Für das Ausland:
Volksrepublik Albanien: Ndermarrja Shtetnore Botimeve, Tirana
Volksrepublik Bulgarien: Petschatni proizvedenia, Sofia, Légué 6
Volksrepublik China: Guozi Shudian, Peking, P. O. B. 50 und Hsin Hua Bookstore, Peking, P. O. B. 329
Volksrepublik Polen: P. P. K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46
Rumänische Volksrepublik: C. L. D. C. Baza Carte, Bukarest, Cal Mosilor 62–68
Tschechoslowakische Volksrepublik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Stalinova 46 und Bratislava, Postovy urad 2
UdSSR: Die städtischen Abteilungen »Sojuspechatj«, Postämter und Bezirkspoststellen
Ungarische Volksrepublik: »Kultura« Könyv és hirlap külkereskedelmit vállalat, P. O. B. 149, Budapest 62
Für alle anderen Länder: Verlag DIE WIRTSCHAFT, Berlin NO 18, Am Friedrichshain 22

RADIO UND FERNSEHEN

1. FEBRUARHEFT 7. JAHRGANG 3 | 1958

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK · ELEKTRONIK

Ing. MAXIMILIAN BLESS, Technischer Direktor im VEB Funkwerk Dresden

Quo vadis?

Die Erfolge der sowjetischen Wissenschaftler und Ingenieure auf dem Gebiet der Raketentechnik, die ja erst die Voraussetzung dafür waren, daß die künstlichen Satelliten heute unseren Planeten umkreisen können, haben die Aufmerksamkeit auch auf die Hochfrequenztechnik gelenkt. Dabei sind nicht nur die Sicherheit und die Präzision erwähnenswert, mit denen die in die Satelliten eingebauten Sendeanlagen arbeiteten, deren Kontrolle den Fachleuten der ganzen Welt möglich war. Die weitaus schwierigeren Probleme waren bei den Steuerungs- und Regelfunktionen unter Anwendung der Hochfrequenztechnik zu lösen. Dafür, daß den sowjetischen Forschern dies gelungen ist, haben sie den Beweis angetreten.

Über den Rahmen dieser bedeutenden Ereignisse hinaus erhebt sich daraus die Frage, ob die Hochfrequenztechnik in der DDR in Anbetracht der wichtigen Schlüsselstellung, die sie einnimmt, die richtige Einschätzung erfährt. Die Weiterentwicklung der Flugtechnik und Schiffahrt ist unmittelbar mit der Hochfrequenztechnik gekoppelt. Die Funktechnik behauptet heute bereits in vielen Bezirken der Wirtschaft unwiderruflich ihre Position. Die Abwicklung des komplizierten technischen Ablaufes in einem Braunkohlenrevier, der Rangierbetrieb der Reichsbahn, die Kontrollfunktionen unserer Volkspolizei, der Einsatz von Feldbaubrigaden, die in großer Entfernung von der MTS arbeiten, Krankentransport und Unfalldienst sind ohne Funksprechtechnik heute nicht mehr vorstellbar. Dabei kann die Hochfrequenztechnik neben Ergebnissen, wie die Erhöhung der Verkehrssicherheit, auch auf ganz beachtliche ökonomische Erfolge hinweisen, die in einem Jahr ein Vielfaches der investierten Mittel betragen.

Daß die Hochfrequenztechnik aber nicht bereits in einem sehr viel weiteren Maße zur Lösung wichtiger Aufgaben unserer sozialistischen Wirtschaft eingesetzt wird, ist nicht nur Verschulden der Entwicklungsstellen und der Fertigungsbetriebe für derartige Geräte im Bereich der HV RFT. In seinem Artikel „Rückblick und Ausblick" im Heft 24 (1957) weist der Leiter der HV RFT darauf hin, daß die Hochfrequenztechnik im Augenblick nicht als Hauptschwerpunkt betrachtet werden kann, sondern die Energieversorgung und der Wohnungsbau eine vorrangige Stellung einnehmen. Das führt aber zum Beispiel dazu, daß der VEB Funkwerk Dresden im Schatten vorrangiger Industriezweige seit Jahren um die Möglichkeit kämpft, die Energieversorgung und die Bauindustrie bei ihren großen Aufgaben wirkungsvoll unterstützen zu können. In welchem Maße ließe sich der Wirkungsgrad auf unseren Großbaustellen steigern, wenn die leistungsfähigen Krananlagen mit Kleinstfunkgeräten ausgestattet werden könnten! Das Einsetzen der Großteile, vor allem innen in den aufstrebenden Bauten, würde bedeutend schneller und sicherer ablaufen. Wieviel Arbeitskraft und Zeit ließe sich zum Beispiel in einem Komplex wie dem der Schwarzen Pumpe für andere Leistungen einsetzen, wenn konsequent von der Anwendung der Hochfrequenztechnik Gebrauch gemacht werden könnte, zur Anleitung, Kontrolle, zum kontinuierlichen Einsatz aller Geräte und Fahrzeuge und zur schnelleren Behebung eingetretener Störungen. Die im VEB Funkwerk Dresden bereits weit vorgeschrittene Miniaturbauweise, die für solche Aufgaben allein zu den erwarteten Erfolgen führen kann, geht aber aus den erwähnten Gründen viel zu langsam weiter.

Es gibt aber noch andere Ursachen, die eine rasche und notwendige Entfaltung der Hochfrequenztechnik hemmen. Solch ein Faktor ist die Gesamtsituation auf dem Gebiet der Bauelemente. Die Bauelementeindustrie als Zulieferer der Hochfrequenzgerätetechnik in der Deutschen Demokratischen Republik hat es bisher nicht vermocht, der gerätebauenden Industrie einen Schritt voraus zu sein. In einem breiten Bereich wird sie von der Geräteindustrie gesteuert, indem sie ständig nur deren berechtigte Forderungen erfüllen muß. Sie läuft dabei Gefahr, sich zu zersplittern, zumal sie es in dieser Situation nicht verstanden hat, die Forderungen der Geräteentwicklung zu koordinieren und die heute vorhandenen vielen Varianten zu vermeiden.

In einigen wichtigen Fällen hat offenbar auch eine Unterschätzung der Schwierigkeiten vorgelegen. Erwähnt sei ein so wichtiges Bauelement wie der Zerhacker, der bis heute noch nicht in einer Qualität angeboten wird, wie sie für kommerzielle Geräte verlangt werden muß. Im Heft 21 (1957) hat die Zeitschrift „RADIO UND FERNSEHEN" schon zum Transistorproblem Stellung genommen. Es sei auch daran erinnert, daß das Fehlen von Leistungstransistoren die Entwicklung und Fertigung von Röhrengeräten mit kleinen Gewichten und Abmessungen behindert, bei denen die Anodenspannung aus Transvertern gewonnen werden muß.

Besondere Schwierigkeiten bestehen aber dort, wo wichtige Zulieferer nicht im Bereich der HV RFT liegen. Das trifft teilweise für die Bauelementeindustrie und ganz besonders für die Grundstoffindustrie zu, angefangen beim Stahlblech bis zu hochwertigen Isolierstoffen. Als Beispiel für derartige Schwierigkeiten sei erwähnt, daß die Hersteller von Schaltdraht diesen fast nie in den verlangten Farben liefern. Dadurch treten von der Herstellung der Kabelbäume über die Produktion und Prüfung bis zur Störungssuche beim Einsatz der Geräte die größten Schwierigkeiten auf, weil die Leitungskennzeichnung nicht mit den Schaltunterlagen übereinstimmt. Für die Grundstoffindustrie wird eine Produktion häufig erst dann interessant, wenn ein Absatz von Tonnen dahintersteht. Die Geräteentwicklung braucht aber in der Anfangsphase oft nur einige Gramm, die Produktion später vielleicht nur Kilogramm. Diese Mengen sind

aber oft entscheidend für einen Vorsprung auf dem Weltmarkt oder für die Lösung eines Problemes überhaupt.
Als besonders markantes Beispiel sei der VEB Keramische Werke Hermsdorf genannt. Auf diesen Betrieb ist die gesamte Nachrichtentechnik der Deutschen Demokratischen Republik angewiesen. Die Erfahrungen der letzten Jahre haben aber gezeigt, daß die Nachrichtentechnik so gut wie keinen Einfluß auf die Technik dieses Betriebes hat. Allein das Stichwort „Trimmer" kennzeichnet diese Situation mit aller Deutlichkeit.
Im Vordergrund vieler Diskussionen, auch in „RADIO UND FERNSEHEN", steht die Einführung der Technik „gedruckter Schaltungen". Auch für diese Technik treffen die erwähnten Schwierigkeiten voll zu. Zur Zeit bemüht sich ein kleiner Kreis von Fachleuten um die Schaffung der Voraussetzungen zur Einführung dieser neuen Technik, aber er hat es wirklich nicht leicht und erntet mehr Kritik als Unterstützung. Auf breiter Ebene wurde die Einführung vorbereitet, dem Ministerium für Allgemeinen Maschinenbau wurden Vorschläge unterbreitet. In mehreren Beratungen wurden von den Fachleuten Empfehlungen für notwendige Maßnahmen gegeben. Bisher sind aber die meisten Entscheidungen, die über mehrere HV gehen müssen, noch nicht getroffen worden oder nicht genügend koordiniert. Dafür werden Einzelprobleme in den Vordergrund gerückt, deren Lösung zwar auch notwendig ist, die insgesamt gesehen aber von zweitrangiger Bedeutung sind, und deren Überbewertung bei einer schnelleren Einführung auf breiter Basis mehr hindernd als fördernd wirkt. Es trägt auch nicht zur schnelleren Einführung dieser Technik bei, wenn Beschlüsse der Fachleute in der zuständigen Arbeitsgruppe, die mit Zustimmung der Staatlichen Plankommission, Zentralamt für Forschung und Technik, gefaßt wurden, ohne Diskussion von der HV RFT rückgängig gemacht werden. Die Nichtbeachtung der Empfehlungen maßgebender Fachleute der Arbeitsgruppen stellt nicht nur in diesem Fall, sondern allgemein den Wirkungsgrad der oft mühevollen ehrenamtlichen Arbeit in Frage.
Von vielen Fachleuten unserer Deutschen Demokratischen Republik wird neben der eigenen Fachpresse auch ständig eine Auswertung der ausländischen Literatur vorgenommen. Darüber hinaus haben viele Kollegen die Möglichkeit gehabt, im Rahmen der wissenschaftlich-technischen Zusammenarbeit Ergebnisse befreundeter Länder kennenzulernen. Viele wertvolle Erfahrungen haben in Empfehlungen und Vorschlägen ihren Niederschlag gefunden. Sie nützen aber nichts, wenn sie nicht aufgegriffen werden. So könnten zum Beispiel die in jedem Jahr auftretenden Engpässe an Rundfunkgerätegehäusen mit einem Schlag beseitigt werden, wenn die Erfahrungen des Betriebes VEF in Riga ausgewertet würden. Dort werden Rundfunkgehäuse im Fließbandverfahren hergestellt mit einem Ausstoß von etwa 1 Gehäuse/Min., unter Anwendung des mechanisierten Polierverfahrens. Fertigungsunterlagen für vollautomatisches Abschneiden und Abisolieren von Schaltdrähten und für eine Trafostopfeinrichtung warten auf Auswertung und eine breite Anwendung.
Die Betrachtung der Weiterentwicklung der Hochfrequenztechnik läßt erkennen, daß nicht nur eine ständige Überleitung von Entwicklungen in die Fertigung stattfindet, die neue Forschungsergebnisse auswerten, sondern daß sich auch die Technologie in den letzten Jahren gewandelt hat. Althergebrachte Fertigungsverfahren werden verlassen und neue Methoden eingeführt. Viele Beispiele zeigen, daß eine neue Technologie auch dann unmittelbaren wirtschaftlichen Nutzen bringt, wenn sie — bei dem großen Mangel an Fachkräften in der Hochfrequenztechnik — den Anteil an menschlicher Arbeitsleistung herabsetzt, auch wenn die Gesamtkosten des Gerätes im Augenblick scheinbar die gleichen bleiben. Die Einführung der gedruckten Schaltungen ist dabei nur eine Methode unter vielen. Es ist bekannt, daß sich Hochfrequenzspulen vollautomatisch herstellen lassen. Die Klebetechnik und die Anwendung von Gießharzen würden in der Hochfrequenztechnik ein Feld finden, auf dem sie die Ergebnisse verbessern und die Technologie vereinfachen würden und auf dem sie sich außerdem ökonomisch anwenden ließen. Viele kleine Teile ließen sich vollautomatisch herstellen, wenn die technologische Vorbereitung intensiver durchgeführt werden könnte. Allein die Perspektive, die sich dadurch eröffnen ließe, daß Widerstände und Kleinkondensatoren magaziniert geliefert werden könnten, bedeutete einen großen Schritt zur Mechanisierung und Automatisierung der Hochfrequenztechnik, selbst dann, wenn man nicht sofort an eine automatische Bestückung gedruckter Schaltungen denkt.
Bei Betrachtung solcher Tatsachen muß die Frage erhoben werden, warum die verantwortlichen Technischen Leiter der Betriebe solche Probleme nicht in Angriff nehmen. Die personelle Besetzung der Technologie reicht in den meisten Betrieben gerade dazu aus, die notwendigen Arbeiten für die Überleitung neuer Erzeugnisse und dringend erforderlich werdende Modernisierungen der bereits übergeleiteten Produktion durchzuführen.
Faßt man die bedeutendsten Wünsche der Fachexperten im Bereich der Hochfrequenztechnik in der Deutschen Demokratischen Republik für den weiteren Weg zusammen, so ergeben sich folgende Aufgaben:

1. Die Hochfrequenztechnik muß in der sozialistischen Wirtschaft unserer Deutschen Demokratischen Republik eine Stellung erhalten, die ihr die Möglichkeit zur vollen Entfaltung gibt. Der dazu notwendige Aufwand ist gering, verglichen mit den ökonomischen Erfolgen, die sich einstellen werden. Dabei ist vor allem auch an die dann mit Sicherheit eintretenden Exporterfolge zu denken.

2. Die Situation auf dem Gebiet der Bauelemente verlangt schnelle und wirksame Maßnahmen. Dazu wird der bereits mehrfach gemachte Vorschlag wiederholt, in einer gut vorbereiteten Konferenz zwischen der Geräteindustrie und den Bauelementeerzeugern die unbedingt notwendigen Forderungen der nächsten zwei bis drei Jahre festzulegen. Dabei sollen Sonderwünsche nur in äußerst wichtigen, seltenen Fällen Berücksichtigung finden und die Forderungen der Geräteentwicklung so koordiniert werden, daß in den Bauelementebetrieben die Entwicklungskapazität frei wird, um einen entsprechenden Vorlauf in bezug auf den Stand der Gerätetechnik zu erhalten. Es bedarf keiner Frage, daß die Grundsatzentwicklungen der Bauelementeindustrie in enger Zusammenarbeit mit den Geräteentwicklern erfolgen müssen. Der Erfolg wird jedoch nur durch eine weise Beschränkung eintreten können.
Zu erwähnen ist, daß in der Sowjetunion jährlich derartige Konferenzen mit Terminstellungen an die Bauelementeindustrie stattfinden, wobei gleichzeitig eine Unterrichtung der Geräteindustrie über die Ergebnisse der laufenden Arbeiten erfolgt.
Durch gründliche Auswertung der wissenschaftlich-technischen Zusammenarbeit sollte gewährleistet werden, daß die Arbeiten in den befreundeten Ländern so abgestimmt sind, daß insgesamt gesehen eine Weiterentwicklung in ganzer Breite auf dem Gebiet der Bauelemente für die Hochfrequenztechnik erfolgt. Positive Ergebnisse der wissenschaftlich-technischen Zusammenarbeit sollten schnell aufgegriffen und realisiert werden.

3. Im Rahmen der Reorganisation des Industriezweiges muß angestrebt werden, daß wichtige Schlüsselbetriebe, wie zum Beispiel der VEB Keramische Werke Hermsdorf, in den Verband der RFT einbezogen werden und daß die Bauelemente für die Hochfrequenztechnik innerhalb solcher Betriebe eine vorrangige Stellung erhalten.
Bei wichtigen Zulieferbetrieben, die in einer anderen HV oder später VVB bleiben müssen, sollte die Möglichkeit eines Einflusses auf die Entwicklung und die Produktion geschaffen werden.

4. Die ehrenamtliche Arbeit der Fachexperten in den Arbeitskreisen und Arbeitsgruppen muß einen größeren Wirkungsgrad erhalten. Die Ergebnisse ihrer Arbeiten und der gemeinsamen Beratungen mit maßgebenden Vertretern der HV RFT, später der VVB, und der Staatlichen Plankommission, Zentralamt für Forschung und Technik, sollten verbindlichen Charakter haben.

5. Die technologische Weiterentwicklung der Hochfrequenztechnik muß mit allem Nachdruck geschehen. Eine Unterstützung findet diese Forderung dadurch, daß von den Fach- und Hochschulen die ersten Technologen in die Praxis gehen. Zweckmäßig erhalten einzelne Betriebe spezielle Aufgaben, deren Ergebnisse dann eine allgemeine Anwendung finden müssen. Notwendig dazu ist, daß im Stellenplan der Abteilung für Technologie in den Betrieben eine entsprechende Gruppe zusätzlich vorgesehen wird, die sich ausschließlich mit diesem Problem beschäftigen kann, wie das auch in der Sowjetunion der Fall ist.

KLAUS K. STRENG

Der Kaskodeverstärker

Unter dem Begriff „cascode-amplifier" (Kaskodeverstärker) wird in der anglo-amerikanischen Fachliteratur bekanntlich die Kombination einer Katodenbasis- mit einer Gitterbasisstufe verstanden. Als Eingangsstufe in Fernsehempfängern ist diese Schaltung auch in Deutschland zu einem geläufigen Begriff geworden, ihre Anwendung blieb bisher jedoch fast ausschließlich auf diesen Zweck beschränkt — sehr zu Unrecht, wie dieser Beitrag zeigen soll.

Die Schaltung

Die Grundschaltung der Kaskode (Bild 1) wird in der Praxis meist durch zweckmäßigere Abwandlungen ersetzt. So werden die Gittervorspannungen entweder automatisch (Bild 2) oder durch den Anlaufstrom gewonnen (Bild 3). Bekannt sind auch Kaskodeschaltungen für Fernsehempfänger-Eingangsstufen (Bilder 4 und 5), bei denen zwecks besserer Kopplung zwischen den beiden Systemen ein π-Filter verwendet werden kann.

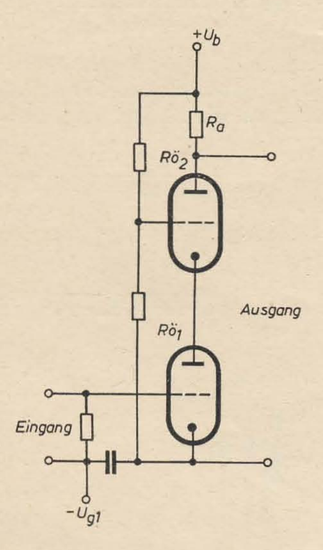


Bild 1: Grundschaltung der Kaskode

Gelegentlich wird auch die wechselspannungsmäßige Verbindung beider Gitter miteinander propagiert, jedoch widerspricht eine solche Schaltung dem eigentlichen Prinzip der Kaskode und bringt keine Vorteile.
Allen anderen gezeigten Varianten liegt dasselbe Schaltungsprinzip zugrunde. Im folgenden sollen die Grundlagen der Kaskodeschaltung etwas näher untersucht werden.

Einige mathematische Ableitungen

Bekanntlich errechnet sich die Verstärkung einer Triode in Katodenbasisschaltung zu

$$V = \mu \cdot \frac{R_a}{R_i + R_a} \text{ [1].} \qquad (1)$$

In der Kaskodeschaltung wird der Außenwiderstand des Katodenbasissystems (im folgenden KB-System) durch den Eingangswiderstand des Gitterbasissystems (im folgenden GB-System) gebildet. Dieser Eingangswiderstand des GB-Systems errechnet sich zu

$$R_e = R_{a1} = \frac{R_{i2} + R_a}{\mu_2 + 1}. \qquad (2)$$

Der Index 1 kennzeichnet das KB-System, der Index 2 das GB-System. Setzt man nun diesen Wert für R_{a1} in die Verstärkungsformel ein, so erhält man folgende Gleichung für die Verstärkung des KB-Systems:

$$V_1 = \mu_1 \frac{\frac{R_{i2} + R_a}{\mu_2 + 1}}{R_{i1} + \frac{R_{i2} + R_a}{\mu_2 + 1}}$$

$$= \mu_1 \cdot \frac{R_{i2} + R_a}{(\mu_2 + 1)\, R_{i1} + R_{i2} + R_a}. \qquad (3)$$

Die Verstärkung des GB-Systems ist

$$V_2 = (\mu_2 + 1) \cdot \frac{R_a}{R_{i2} + R_a}, \qquad (4)$$

und, da die Gesamtverstärkung das Produkt der Einzelverstärkungen ist, erhält man nach Kürzen

$$V_{ges} = V_1 \cdot V_2$$

$$= \mu_1 (\mu_2 + 1) \frac{R_a}{(\mu_2 + 1)\, R_{i1} + R_{i2} + R_a}. \qquad (5)$$

Vergleicht man diese Formel mit der „klassischen" Verstärkerformel (1), so fällt sofort die große Ähnlichkeit einiger Ausdrücke auf. Es lassen sich folgende Begriffe bilden:

Leerlaufverstärkungsfaktor

$$\mu^+ = \mu_1 (\mu_2 + 1), \qquad (6)$$

Innenwiderstand

$$R_i^+ = (\mu_2 + 1)\, R_{i1} + R_{i2}. \qquad (7)$$

Da im allgemeinen $\mu_2 \gg 1$ und $(\mu_2 + 1)\, R_{i1} \gg R_{i2}$ sein wird, werden für überschlägige Betrachtungen folgende Vereinfachungen eingeführt:

$$\mu^+ \approx \mu_1 \cdot \mu_2, \qquad (6a)$$

$$R_i^+ \approx \mu_2 \cdot R_{i1}. \qquad (7a)$$

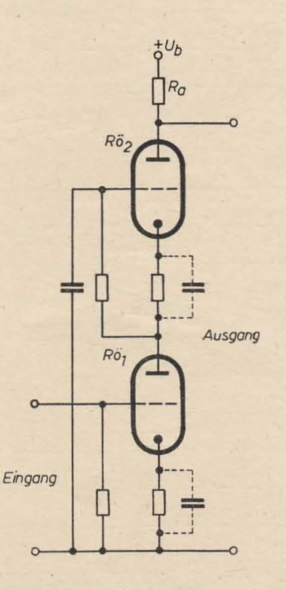


Bild 2: Kaskodestufe mit automatischer Gittervorspannung

Die Gleichung (5) für die Gesamtverstärkung ist für mathematische Betrachtungen, so anschaulich sie sein mag, unübersichtlich: Die Größe $(\mu_2 + 1)$ kommt sowohl im Zähler als auch im Nenner der Gleichung vor. Nach Division von Zähler und Nenner durch diesen Ausdruck erhält man:

$$V_{ges} = \frac{\mu_1 \cdot R_a}{R_{i1} + \frac{R_{i2} + R_a}{\mu_2 + 1}}. \qquad (5a)$$

Aus dieser Formel ist ersichtlich, daß im Interesse einer hohen Verstärkung ein hohes μ und ein kleines R_i für jedes Röhrensystem günstig sind. Nach Barkhausen [2] ist $D \cdot R_i \cdot S = 1 = \frac{1}{\mu} \cdot R_i \cdot S$, folglich muß die Steilheit der beiden Röhrensysteme möglichst groß sein, damit die Größen D und R_i klein bleiben. Besonders beim KB-System wird dies augenscheinlich: Der Außenwiderstand dieser Röhre wird durch den Eingangswiderstand des nachgeschalteten GB-Systems gebildet. Dieser ist im allgemeinen sehr klein, so daß mit guter Näherung auch gesagt werden kann

$$V_1 \approx S_1 \cdot \frac{R_{i2} + R_a}{\mu_2 + 1}. \qquad (3a)$$

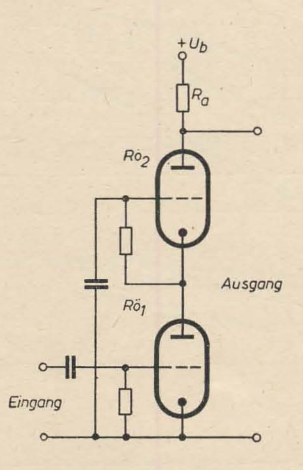


Bild 3: Kaskodestufe mit Gittervorspannung durch Anlaufstrom

Die Kennlinien der für den Aufbau einer Kaskodestufe normalerweise verwendeten Doppeltrioden (mit getrennten Katoden) sind für beide Systeme gleich. Bei gleichstrommäßiger Reihenschaltung der beiden Systeme (wie sie meist angewandt wird) können verschiedene Arbeitspunkte dann nur durch unterschiedliche Gittervorspannungen eingestellt werden, da der Anodenstrom ja für beide Systeme der gleiche ist. Damit wird aber die Möglichkeit zur Variation von R_i und μ eng begrenzt. Es ist deshalb zweckmäßig, beide Systeme im gleichen Arbeitspunkt

zu betreiben. Dadurch vereinfachen sich natürlich auch die bisher abgeleiteten Gleichungen.
Man kann übrigens aus der Barkhausengleichung, dem bekannten „Röhrendreieck", auch die Steilheit der Kaskode errechnen. Löst man die Dreiecksformel nach der Steilheit auf, so wird $S = \frac{\mu}{R_i}$.

In diese Formel werden nun die gefundenen Näherungswerte für μ^+ und R_i^+ eingesetzt und der Begriff S^+ (Steilheit der Kaskode) gebildet:

$$S^+ \approx \frac{\mu_1 \cdot \mu_2}{\mu_2 \cdot R_{i1}} = \frac{\mu_1}{R_{i1}} = S_1. \qquad (8)$$

Man sieht daraus, daß die Steilheit der Kaskode praktisch gleich der Steilheit des KB-Systems ist. Berücksichtigt man die in den Näherungsformeln vernachlässigten Ausdrücke, so gelangt man zu einem komplizierten mathematischen Ausdruck. Das Rechnen mit diesem bringt keinen Vorteil, deshalb wurden die günstigeren Ausdrücke μ^+ und R_i^+ bewußt zuerst entwickelt.

Einige praktische Erwägungen

Es ist sehr wichtig, die mit Kaskodeschaltungen erzielbare Verstärkung zu kennen. Von der Anwendung der Kaskode in Fernsehempfänger-Eingangsschaltungen sei hierbei abgesehen, da es in diesem Falle weniger auf eine sehr hohe Verstärkung, als auf die Erzielung einer gewissen Bandbreite bei hohen Frequenzen ankommt. Mit $R_a = 250\ \text{k}\Omega$, $\mu_1 = \mu_2 = 50$ und $R_{i1} = R_{i2} = 40\ \text{k}\Omega$ wird nach (5a)

$$V = \frac{50 \cdot 25 \cdot 10^4}{4 \cdot 10^4 + \frac{25 \cdot 10^4 + 4 \cdot 10^4}{50 + 1}} = 273\,\text{fach},$$

also ein recht beachtlicher Wert. Interessant ist dabei die Aufteilung der Verstärkung auf die beiden Systeme:

$$V_1 = 50 \cdot \frac{4 \cdot 10^4 + 25 \cdot 10^4}{(50 + 1)\, 4 \cdot 10^4 + 4 \cdot 10^4 + 25 \cdot 10^4}$$

$$= 6{,}2\,\text{fach},$$

$$V_2 = (50 + 1)\, \frac{25 \cdot 10^4}{4 \cdot 10^4 + 25 \cdot 10^4} = 44\,\text{fach}.$$

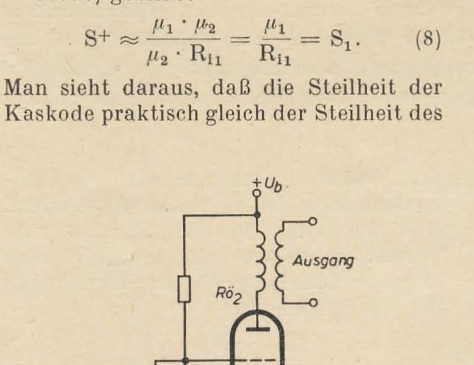


Bild 4: FS-Eingang, Kaskode mit gleichstrommäßiger Parallelschaltung der Röhre

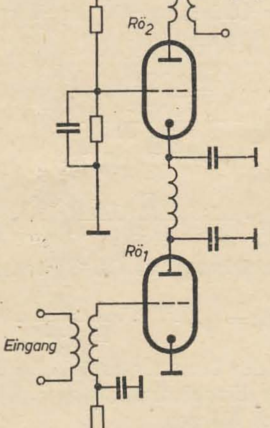


Bild 5: FS-Eingang, gleichstrommäßige Serienschaltung der Röhren

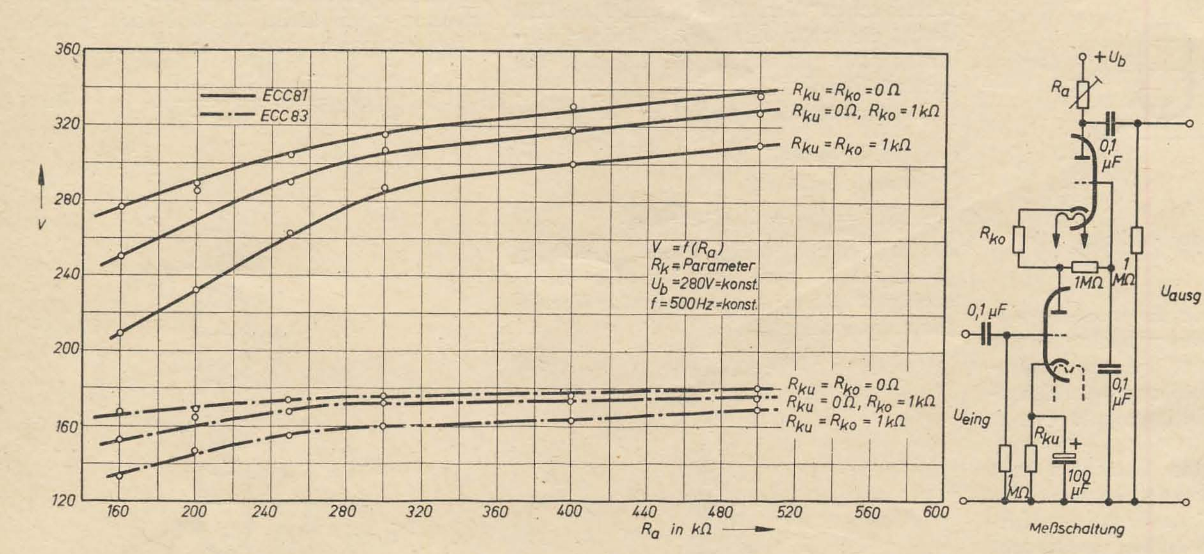


Bild 6: Verstärkung der Kaskodestufe in Abhängigkeit von R_a

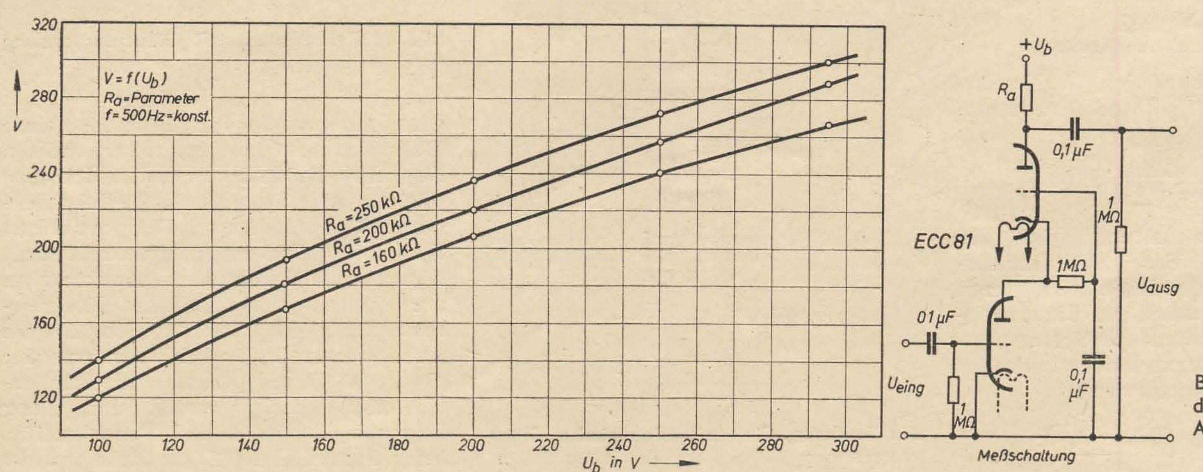


Bild 7: Verstärkung der Kaskodestufe in Abhängigkeit von U_b

Man sieht, daß die für Fernsehempfänger-Eingangsschaltungen gültige Tatsache, $V_1 \approx 1$, hier nicht zutrifft.
Die in diesem Beispiel errechnete Verstärkung (ECC 81 in Gleichstromreihenschaltung) läßt sich, wie die Bilder 6 und 7 beweisen, tatsächlich erreichen und sogar ohne weiteres noch erhöhen. Die Verstärkung der Kaskode liegt grundsätzlich etwas höher als die einer modernen Pentode. In diesem Zusammenhang interessiert die Frage, wie groß die Verstärkung beider Triodensysteme als Katodenbasisstufen in Kaskadenschaltung sein würde.
Legt man wieder die gleichen Röhrendaten und den gleichen Außenwiderstand zugrunde (in Wirklichkeit werden infolge der höheren wirksamen Anodengleichspannung an jedem Röhrensystem die Röhrendaten etwas günstiger!), so wird

$$V_{ges} = V^2 = \left(\mu \cdot \frac{R_a}{R_i + R_a}\right)^2 = \left(50 \cdot \frac{25 \cdot 10^4}{4 \cdot 10^4 + 25 \cdot 10^4}\right)^2,$$

$$V_{ges} = 43^2 \approx 1850\,\text{fach}.$$

Welchen Sinn hat es aber dann, die beiden Röhrensysteme in einer Schaltung zu betreiben, mit der nur etwa $^1/_7$ dieser Verstärkung erreicht wird? Die Antwort auf diese Frage geben die folgenden Ausführungen.

Der Verwendungszweck der Kaskode

Die Kaskode soll nun keinesfalls einen zweistufigen Triodenverstärker ersetzen, sondern eher eine Pentode. Gegenüber dieser weist sie eine Reihe von Vorteilen auf und kann daher auch nur mit einer Pentode verglichen werden. Die Hauptvorteile der Kaskode sind folgende:

a) Verstärkung etwas größer als die einer Pentode,
b) geringes Rauschen (Fortfall des Stromverteilungsrauschens),
c) sehr geringe Durchgriffskapazität,
d) hoher Innenwiderstand (Größenordnung 1 MΩ),
e) geringer Gleichstrombedarf,
f) Fehlen einer entkoppelten Schirmgittergleichspannung.

Punkt a) wurde bereits behandelt. Hierzu muß noch erwähnt werden, daß aus den handelsüblichen Röhrenkennlinien die exakten Werte für μ und R_i nur schlecht abzulesen sind, da im allgemeinen an jedem Röhrensystem eine sehr kleine Gleichspannung anliegt.
Punkt b) macht die Kaskode besonders geeignet für Eingangsstufen in empfindlichen Verstärkern.
Die Punkte c) und d) wirken sich beim Einsatz der Kaskode in Selektivverstärkern günstig aus.
Die Punkte e) und f) verdienen einige Erläuterungen: Bekanntlich bereitet die Entkopplung der Anoden- bzw. der Schirmgittergleichspannung in Verstärkern mit hohem Verstärkungsgrad bei tiefen Frequenzen Schwierigkeiten. Es ergeben sich dabei leicht unerwünschte Frequenzgänge und Instabilitäten bzw. Selbsterregung in Form von Kippschwingungen (in der anglo-amerikanischen Literatur sehr anschaulich „motorboating" genannt). Hier zeigt sich die Überlegenheit der Kaskode: Eine Schirmgittergleichspannung ist nicht notwendig, folglich auch nicht ihre Siebung. Beim Erzeugen automatischer Gittervorspannungen bzw. Gittervorspannungen durch Anlaufstrom genügt die Erdung des KB-Gitters durch einen genügend großen Kondensator (Bilder 2 und 3). Seine Größe ergibt sich aus der unteren Übertragungsfrequenz und dem Gitterableitwiderstand des KB-Systems. Da man diesen sehr groß wählen kann, genügt bei Frequenzen von einigen Hertz sogar ein relativ kleiner Kondensator. Wegen des geringen Anodenstroms (I_a beträgt bei $R_a = 250$ kΩ und $U_b = 250$ V etwa 0,4 mA!) ist die Verwendung großer Siebwiderstände möglich, ohne große Spannungsabfälle in Kauf nehmen zu müssen. Große Siebwiderstände bedeuten aber, daß man bei gleicher Frequenz mit kleineren Siebkondensatoren auskommt.
Daß die Kaskode, ebenso wie eine andere einzelne KB-Stufe, die verstärkte Spannung um 180° in ihrer Phase dreht, sei nur am Rande erwähnt.
Ein weiterer Vorteil der Kaskode besteht darin, daß man in das Gitter des KB-Systems eine Wechselspannung zum Mischen usw. einspeisen kann. Besonders interessant ist z. B. die Einkopplung einer Gegenkopplungsspannung in dieses Gitter. Man kann dabei eine völlige Trennung der Gegenkopplungsspannung von der Eingangsspannung erreichen. Von dieser Möglichkeit wird z. B. in rückgekoppelten Filterverstärkern Gebrauch gemacht.
Grundsätzlich läßt sich die Kaskode überall an Stelle von Pentoden zur Spannungsverstärkung verwenden. Die modernen Röhrenserien enthalten eine Reihe von Doppeltrioden, die beide für die Kaskode benötigten Systeme in einem Kolben vereinen und daher für Kaskodeschaltungen besonders geeignet sind. Nachteilig ist, daß der Kaskodeverstärker im allgemeinen große Anodenspannungen benötigt, um seine volle Überlegenheit gegenüber der Pentode entfalten zu können. Nachteilig für die Berechnung von Kaskodeverstärkern ist ferner, daß es bei kleinen Anodenruheströmen schwierig ist, genaue Werte für μ bzw. R_i zu erhalten. Diesem Mißstand läßt sich aber abhelfen.
Natürlich sind auch kaskodeähnliche Schaltungen mit Pentoden als KB-System möglich. So ist z. B. eine solche Schaltung mit der Röhre ECF 82 durchaus denkbar. Die mathematische Behandlung einer solchen Schaltung bietet keine Besonderheiten und läßt sich ähnlich wie die für Trioden durchführen.

Literatur

[1] Valley/Wallmann: Vacuum Tube Amplifiers.
[2] Dr. H. Barkhausen: Lehrbuch der Elektronenröhren, Bd. 2, Verstärker.

Das Scototron — eine neue Katodenstrahl-Speicherröhre

Bekanntlich wird in den Signal- und Bildspeicherröhren das Ladungsbild durch einen Elektronenstrahl erzeugt, der ein Raster auf eine Isolierschicht schreibt und ihr Potential entsprechend der Sekundäremission ändert. Nun ist aber die Sekundäremission stark abhängig von Fremdstoffen oder angelagerten Gasionen. Deshalb benötigen derartige Röhren ein ausgezeichnetes Vakuum, um die Ladung eine gewisse Zeit zu speichern.
Der Speichermechanismus der sogenannten Blauschriftröhren beruht auf der Verfärbung von Alkalihalogenid-Kristallen beim Aufprall von Elektronen. Die vom schreibenden Elektronenstrahl ausgelösten Sekundärelektronen werden — wie man optisch nachweisen kann — vorübergehend in sogenannten Haftstellen festgehalten. Durch Erwärmung oder Bestrahlung mit Licht lassen sich die Elektronen in ihren ursprünglichen Zustand zurückführen. Das Schirmbild von Blauschriftröhren bleibt längere Zeit erhalten und verschwindet bei Erwärmung wieder.
Einen Signal-Signalwandler kann man aus einer Blauschriftröhre und einer geeigneten Abtaströhre zusammensetzen. Dabei ist die Ausnutzung des Leuchtpunktes sehr gering. Bei der C. Lorenz AG wurden zwei Röhrensysteme in einem Kolben zum sogenannten Scototron vereinigt. Diese Röhre enthält einen Bildschirm zwischen den beiden Systemen. Eine Seite des Schirms — die dem sogenannten Lesesystem zugewandt ist — trägt eine nachleuchtende Schicht (ZnO), die andere — gegenüber dem Schreibsystem (oder den Schreibsystemen) — ist mit einer dünnen Schicht KCl-Kristallen überzogen. Auf beiden Seiten des Schirmes lassen sich Elektronenstrahlen völlig unabhängig voneinander führen, ihre Ablenkungen und Fokussierungen erfolgen magnetisch. Die Aufzeichnung auf der KCl-Schicht kann durch Erwärmung des Schirmes durch Stromzufuhr über zwei entsprechende Kontakte gelöscht werden.
Die Hauptanwendung des Scototrons liegt in der Umsetzung von Bildern aus einer Abtastnorm in eine andere (Radarbilder oder ähnliche).
Die Versuche mit der Musterröhre ergaben die grundsätzliche Brauchbarkeit des Verfahrens. Die Speicherzeit bei fortlaufend abgetastetem Bild beträgt drei Stunden, wird auf die fortlaufende Abtastung verzichtet, so wird die Speicherzeit erheblich länger. Das Löschen einer Aufzeichnung dauert 8 ··· 20 Sekunden, nach einer Abkühlzeit von 3 ··· 5 Sekunden ist der Schirm für neue Aufzeichnungen zu verwenden.
Referat über den Beitrag „Das Scototron, eine Speicherröhre mit Blauschriftfläche" aus „radio mentor" Nr. 11 (1957).

Mitteilung aus dem VEB Kondensatorenwerk Freiberg

Borsäure in Elektrolytkondensatoren unersetzbar?

Als sehr wichtiger Aufbaustoff für die Herstellung von Elektrolytkondensatoren wurde bisher bei Verwendung von Aluminium als Ventilmetall in allen Fällen Borsäure verwandt. Außer Borsäure waren keine Ionogene bekannt, die zusammen mit Glykol als Lösungsmittel brauchbare Elektrolyte für Trockenelektrolytkondensatoren für den gesamten Spannungsbereich bis 500/550 V ergaben. Infolge der Embargopolitik der kapitalistischen Staaten wurde Borsäure für die Kondensatorenindustrie der Deutschen Demokratischen Republik zu einem schwer beschaffbaren Rohstoff. Um etwa daraus entstehenden Produktionsstokkungen auszuweichen, ergab sich die Notwendigkeit, Borsäure mit einem anderen Stoff auszutauschen.

Ein wesentlicher Grund für die Verwendung von Borsäure in der Vergangenheit war u. a. der, daß Borsäure relativ billig ist und andere synthetisch hergestellte Säuren und Austauschstoffe, angefangen bei der Phosphorsäure über die Milchsäure zur Adipinsäure, in normalen Zeiten niemals konkurrenzfähig sein konnten. Bekanntlich ist die Herstellung der Borsäure aus den im Tagebau abgeräumten Kernit- oder Boraxvorkommen außerordentlich einfach. In Ländern, die über Kernit- oder Boraxvorkommen verfügen, sind Überlegungen für den Borsäureersatz aus wirtschaftlichen Gründen uninteressant, falls sich nicht durch Verwendung anderer Ionogene technische Vorteile ergeben, die auch die Verwendung teurerer Materialien gestatten.

Um feststellen zu können, welche der ins Auge gefaßten Austauschstoffe sich als Ionogene für Elektrolytkondensatoren eignen, mußten grundsätzliche Überlegungen angestellt werden, welche Eigenschaften ein Ionogen haben muß, um die Bildung von Aluminiumoxyd an einer Aluminiumanode zu gewährleisten. Allgemein unterteilt man Elektrolyte für Elektrolytkondensatoren in drei Gruppen:

1. Elektrolyte, mit denen überhaupt keine Oxydschichtbildung möglich ist bzw. ein Abbau der Oxydschicht erfolgt, z. B. Salzsäure und alkalische Elektrolyte, Soda;
2. Elektrolyte, mit denen nur poröse, durchlässige, nicht stromsperrende Oxydschichten entstehen, z. B. Oxalsäure, Schwefelsäure;
3. Elektrolyte, mit denen Aluminiumoxyd mit Sperrwirkung und hohem Isolationswiderstand entsteht, z. B. Borsäure.

Wesentlich ist, daß die elektrolytischen Spaltprodukte des Ionogens keine niedermolekularen Säuren mit großem Dissoziationsgrad darstellen.

Ein weiterer, sehr wichtiger Gesichtspunkt für die Auswahl von Ionogenen ist auch die Frage der Ionogenverarmung an den Elektroden durch elektrolytische Überführung. Bei ungeeigneten Stoffen könnte an den Elektroden infolge elektrolytischer Überführung oder Zersetzung eine Verarmung des Anions bzw. Kations auftreten. Zur Herstellung eines Borsäure-Austauschelektrolyten wäre es also wichtig, einen leitfähigen Ester bzw. ein Estersalz anzuwenden, das bei Verbrauch des Anions entsprechend dem Massenwirkungsgesetz

$$\frac{\text{Säure} + \text{Alkohol}}{\text{Ester}} = \text{konstant}$$

stets wieder das Anion nachliefert, eine Verarmung also praktisch ausgeschlossen ist.

Zur Durchführung der ins Auge gefaßten Arbeiten war es außerdem erforderlich, neue Meßmethoden zur Eignungsprüfung für die Elektrolyte zu entwickeln. Die bisherigen Entwicklungsgepflogenheiten, nämlich Dauerversuche mit neu entwickelten Typen über einen größeren Zeitraum hinweg durchzuführen, ist sehr zeitraubend und unvereinbar mit dem Bestreben, schnell und sicher zu brauchbaren Entwicklungsergebnissen zu gelangen. Zur Eignungsprüfung von Elektrolyten wurden daher verschiedene Untersuchungsmethoden neu überlegt und angewendet, so daß an Hand der Ergebnisse bereits wesentliche Aussagen über die Eignung der neuentwickelten Elektrolyte gemacht werden konnten.

Als Ionogene, die in ihrer Beschaffenheit auf Grund der vorher genannten Überlegungen eine Brauchbarkeit für Elektrolytkondensatoren erwarten lassen, boten sich verschiedene organische Substanzen an. Als besonders erfolgversprechend wurde die bereits erwähnte Adipinsäure angesehen. Die hiermit bisher angestellten Versuche haben die theoretischen Überlegungen bestätigt und die Adipinsäure als brauchbare organische Substanz erkennen lassen.

Adipinsäure ist eine organische Substanz im Gegensatz zur Borsäure, die rein anorganischer Natur ist. Sie findet großtechnische Anwendung in der Herstellung von Perlongeweben und in der Nährmittelindustrie zur Bereitung von Back- und Brausepulvern, wird also in großen Mengen in der Deutschen Demokratischen Republik fabriziert und läßt sich auch in genügender Reinheit herstellen.

Wie die ersten orientierenden Versuche zeigten, ist es nicht möglich, Adipinsäure schematisch an Stelle von Borsäure einzusetzen. Bereitet man Adipinsäure nach der für Borsäure-Elektrolyte üblichen Technologie auf, so entstehen bei höheren Temperaturen ($\vartheta > 153°$) für den Kondensator schädliche Zersetzungsprodukte. Dies läßt sich vermeiden, wenn man nicht die Säure selbst, sondern in Form eines Esters oder Estersalzes verwendet.

Auf diese Art kommt man zu Elektrolyten, die auf Grund der erhaltenen günstigen Prüf- und Meßergebnisse zu der Hoffnung berechtigen, daß es möglich sein wird, mit Adipinsäure an Stelle von Borsäure Elektrolytkondensatoren mit guten elektrischen Eigenschaften herzustellen. Besonders auffällig ist, daß gegenüber Borsäure-Elektrolyten die Adipinsäure-Elektrolyte bei gleicher spezifischer Leitfähigkeit höhere Funkenspannung besitzen. Da die höhere Funkenspannung mitbestimmend ist für die höchste Betriebsspannung eines Elektrolytkondensators, ließen sich also an Stelle von Borsäure-Elektrolyten solche Adipinsäure-Elektrolyte verwenden, die bei gleicher Funkenspannung eine wesentlich höhere spezifische Leitfähigkeit besitzen. Dies muß sich günstig auf die elektrischen Werte des Kondensators auswirken. Es würde sich ein wesentlich geringerer Verlustfaktor und zusammen mit dem ohnehin günstigen Temperaturkoeffizienten der Leitfähigkeit von Adipinsäure-Elektrolyten ein auffallend niedriger Temperaturkoeffizient der Scheinkapazität ergeben. So ließe sich beispielsweise ein Adipinsäure-Elektrolyt für eine Kondensatornennspannung von 500 V verwenden, der bei $+30°$ C die vierfache Leitfähigkeit des entsprechenden Borsäure-Elektrolyten erreicht. Bei einer Temperatur von $-20°$ C beträgt die Leitfähigkeit dieses Adipinsäure-Elektrolyten etwa das 40-fache des Borsäure-Elektrolyten. Für Tieftemperatur-Elektrolytkondensatoren scheinen daher Adipinsäure-Elektrolyte besonders prädestiniert zu sein.

Die mit Adipinsäure-Elektrolytkondensatoren durchgeführten Dauerversuche lassen erkennen, daß das elektrische Verhalten den Anforderungen nach DIN 41332 gerecht zu werden verspricht. Die zur Zeit noch weitergeführten Untersuchungen haben zum Ziel, die wahrscheinliche Lebensdauer von Kondensatoren mit Adipinsäure-Elektrolyt zu ermitteln sowie die bisherigen positiven Ergebnisse so weit zu erhärten, daß eine Garantie für die einwandfreie Funktion derartiger Kondensatoren gegeben ist.

Alexander Meißner gestorben

Prof. Dr. techn. Dr. Ing. e. h. Alexander Meißner, einer der hervorragendsten Pioniere auf dem Gebiet der drahtlosen Nachrichtentechnik, verstarb in Berlin am 3. Januar 1958 im 75. Lebensjahr. Während seiner langjährigen, leitenden Entwicklertätigkeit bei Telefunken von 1907 bis 1930 gelang ihm Anfang 1913 die Erfindung der Rückkopplung und ihrer vielfachen Anwendung und Auswertung. Er ist dadurch zu einem der Männer geworden, die in die Geschichte der Funktechnik eingegangen sind. Ihm verdanken, in Verbindung mit der Röhrentechnik, der heutige Rundfunk, der Kurzwellenverkehr und das gesamte drahtlose Nachrichtenwesen eine ihrer wesentlichen Grundlagen.

M. EBERT

Die Vertikalablenkstufe (5)

Die bei der Messung angelegte Hochspannung muß mit der im normalen Betrieb übereinstimmen, d. h. sie sollte immer 14 kV betragen. Wird die Hochspannung wie allgemein üblich aus dem Zeilenrücklauf gewonnen, müssen die Zeilenablenkspulen, obwohl sie nicht zur Messung benötigt werden, an den Zeilentransformator angeschlossen sein, da sie je nach Schaltung mehr oder weniger Einfluß auf die Größe der erzeugten Hochspannung haben.

Bild 22b zeigt ein ähnliches Verfahren, nur daß anstatt des Strommessers ein ohmscher Widerstand R eingeschaltet ist. Dieser Widerstand muß, um keine Verfälschung des Meßergebnisses hervorzurufen, gegenüber dem Spulenwiderstand $R_{abl} = 9{,}6\ \Omega$ möglichst klein sein und kann $0{,}1 \cdots 0{,}5\ \Omega$ betragen. Mit einem Oszillografen kann dann der Spannungsabfall über dem Widerstand ermittelt werden, wozu allerdings wegen der relativ geringen Spannung ein Verstärker mit geeichtem Spannungsteiler oder eine Vergleichsspannung (U_{ss}!) notwendig ist. Die am Oszillografen abgelesene Spannung wird durch R dividiert und ergibt diesmal gleich den Ablenkspitzenstrom I_{ss}:

$$I_{ss} = \frac{U_{osz}}{R} \quad \text{in } A_{ss} \qquad (42)$$

Hier fällt selbstverständlich die Multiplikation mit dem Faktor $2\sqrt{2}$ weg. Dieses Meßverfahren ist unabhängig von der Kurvenform der Meßspannung, wogegen die erste Methode nur bei sinusförmiger Meßspannung verwendet werden kann.

Mit beiden Verfahren besteht die Möglichkeit, die Empfindlichkeit beliebiger Ablenksysteme zu bestimmen. Nach Gl. 41 ist

$$I_{ss} = k \cdot \sqrt{U_a} \cdot h.$$

Darin sind I_{ss}, U_a und h nach Anwendung der eben beschriebenen Meßmethoden bekannt und es kann nach k aufgelöst werden.

$$k = \frac{I_{ss}}{\sqrt{U_a} \cdot h} \quad \text{in} \quad \frac{\text{mA}}{\text{V}^{1/2} \cdot \text{cm}} \qquad (43)$$

k ist hier die jedem Ablenksystem eigene Konstante, sie hatte bei dem Ablenksystem AT 1003 die Größe 8,4.

Schließlich ergibt sich die Ablenkempfindlichkeit zu

$$k \cdot \sqrt{U_a} \quad \text{in} \quad \frac{\text{mA}}{\text{cm}} \cdot \qquad (44)$$

Die Leistung in den Ablenkspulen wird ganz allgemein

$$N = I^2 \cdot R_{abl} \qquad (45)$$

betragen. Damit wird die maximale Leistung

$$N_{max} = I^2_{max} \cdot R_{abl} \qquad (45\text{a})$$

und die effektive Leistung:

$$N_{eff} = I_{eff}^2 \cdot R_{abl}. \qquad (45\text{b})$$

In Gleichung 45a wird $R_{abl} = 9{,}6\ \Omega$ und

$$I_{max} = \frac{I_{ss}}{2} = \frac{0{,}855}{2} = 0{,}4275\ \text{A}$$

$$N_{max} = 0{,}4275^2 \cdot 9{,}6 = 1{,}75\ \text{W}.$$

Für sägezahnförmigen Strom wird

$$I_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_s^2\, dt}. \qquad (46)$$

In Gleichung 46 wird Gleichung 11 eingesetzt, nur mit dem Unterschied, daß I_s durch I_{max} ersetzt wird.

$$I_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \left(I_{max} \cdot \frac{t}{T}\right)^2 dt}. \qquad (46\text{a})$$

Die Konstanten vor das Integral gebracht und integriert

$$I_{eff} = \sqrt{\frac{I_{max}^2}{T^3} \cdot \frac{T^3}{3}} = \sqrt{\frac{I_{max}^2}{3}} = \frac{I_{max}}{\sqrt{3}}$$

$$I_{eff} = \frac{0{,}4275}{1{,}732} = 0{,}247\ \text{A}.$$

Dieses Ergebnis in Gleichung 45b eingesetzt:

$$N_{eff} = (0{,}247)^2 \cdot 9{,}6 = 0{,}586\ \text{W}.$$

Röhren speziell für die Vertikalablenkendstufe stehen mit den Typen ECL 80, E/PCL 81, E/PCL 82 und PL 82 zur Verfügung. Die Röhrenfertigung in der Deutschen Demokratischen Republik sieht zur Zeit nur die Typen E/PCL 81 und E/PCL 82 vor. Eine kurze Gegenüberstellung der 4 Typen erscheint in Bezug auf die nachfolgende Dimensionierung von besonderer Wichtigkeit, weil die Wahl des Röhrentypes mit ausschlaggebend ist für die Größe des Bildausgangstransformators.

Das Pentodensystem der ECL 80 ist mit 3,5 W Anodenverlustleistung und einer Steilheit von $S = 3{,}3\ \frac{\text{mA}}{\text{V}}$ für kleinere, dagegen die E/PCL 81 mit 6,5 W Anodenverlustleistung und einer Steilheit von $8{,}75\ \frac{\text{mA}}{\text{V}}$ schon für mittlere Leistungen verwendbar. Einen sehr großen Anodenspitzenstrom (135 mA) liefert die ausschließlich für die 90°-Ablenktechnik entwickelte E/PCL 82, die 7,0 W Anodenverlustleistung und eine Steilheit $S = 5{,}8\ \frac{\text{mA}}{\text{V}}$ aufweist. Schließlich ist die PL 82 eine 9 W-Endpentode mit hoher Steilheit $\left(9{,}5\ \frac{\text{mA}}{\text{V}}\right)$, bei der der Anodenspitzenstrom annähernd dreimal so groß ist wie bei der ECL 80. Die weiteren, hier weniger in Betracht kommenden elektrischen Daten können dem Informationsblatt des Werkes für Fernmeldewesen Berlin bzw. jedem guten Röhrenhandbuch entnommen werden.

In dem nun folgenden 1. Beispiel soll die ECL 80 verwendet werden.

Vom Röhrenhersteller wird vorgeschlagen, die Schaltung mit der ECL 80 so auszulegen, daß ein Anodenspitzenstrom

a) $I_{as} = 26$ mA bei einer Anodenspannung von $U_a = 50$ V (Momentanwert) und einer Schirmgitterspannung von $U_{g2} = 170$ V oder

b) $I_{as} = 42$ mA bis $U_a = 70$ V (Momentanwert) und $U_{g2} = 250$ V nicht überschritten wird. Durch diese Einschränkung werden unvermeidliche Röhrenstreuungen und die Emissionsabnahme während der Lebensdauer bzw. bei Unterheizung berücksichtigt.

Der Grenzwert der Anodenspitzenspannung liegt bei 1200 V, der Katodenimpulsspitzenstrom bei 350 mA, dabei darf jeweils die Impulsdauer max. 10% einer Periodendauer, aber höchstens 2 ms betragen (Bild 23).

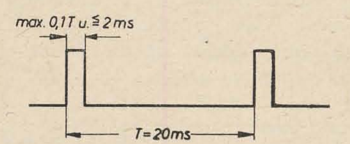


Bild 23: Zulässige Form des Impulses bei Spitzenbelastung der Röhre

Zuerst erscheint es ratsam, das Übersetzungsverhältnis ü des Ausgangstransformators zu bestimmen. Es ergibt sich aus dem benötigten Ablenkspitzenstrom I_{ss} und dem der Röhre zumutbaren Anodenspitzenstrom I_{as} durch die Gleichung

$$ü = \frac{I_{ss}}{I_{as}} \cdot \qquad (47)$$

Den Anodenspitzenstrom wählt man so klein wie möglich, damit genügend Reserve an Bildamplitude und eine geringe Belastung vorhanden ist.

Mit der willkürlichen Festlegung, das $I_{as} = 35$ mA (Fall b) abzüglich 5 mA Restanodenstrom (denn i_a darf niemals null werden), ist

$$ü = \frac{0{,}855\ A_{ss}}{0{,}03\ A_{ss}} = 28{,}5.$$

In dem Abschnitt über die Berechnung des Stromverlaufes hatte sich das Verhältnis $\frac{T_t}{T} = 0{,}5$ in jeder Beziehung als günstigstes erwiesen, weshalb es auch hier gewählt wird. Nach T_t aufgelöst:

$$T_t = 0{,}5 \cdot T \qquad (48)$$

und mit T = 20 ms wird

$$T_t = 0{,}5 \cdot 20 \cdot 10^{-3}\,\text{s} = 10 \cdot 10^{-3}\,\text{s} = 10\ \text{ms}.$$

Jetzt kann nach Umstellung der Gleichung 18 mit der Zeitkonstante des Transformators die primäre Induktivität ausgerechnet werden. Man begeht keinen großen Fehler, wenn man $L_1 = L_p$ setzt.

$$L_p = T_t \cdot ü^2 \cdot R. \qquad (49)$$

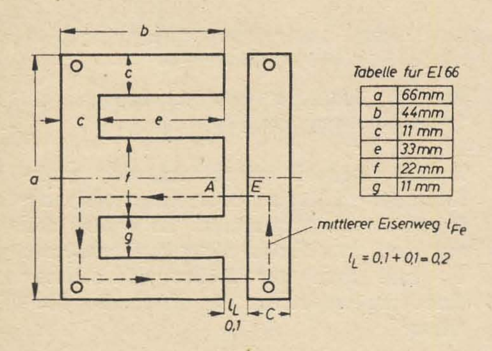
R ist nach Gleichung 9 $R_2 + R_{abl}$. Der Widerstand der Sekundärwicklung R_2 soll zuerst einmal mit etwa 1 Ω angenommen werden.

$$L_p = 10 \cdot 10^{-3} \cdot 812 \cdot (9{,}6 + 1)\ \Omega\text{s}$$

$$L_p = 86\ \Omega\text{s} = 86\ \text{H}.$$

Diese primäre Induktivität L_p bestimmt hauptsächlich die Größe des Ausgangstransformators, denn leistungsmäßig werden, wie bekannt, keine großen Forderungen gestellt. Der Transformator muß

also so groß gewählt werden, daß die Primärwicklung mit einer Induktivität von $L_p = 86$ H und die aus dem Übersetzungsverhältnis resultierende Sekundärwicklung unter Verwendung der notwendigen Drahtstärken verwirklicht werden können. Wegen der Vormagnetisierung durch den Anodenruhestrom müssen Übertrager (sofern es sich nicht um Gegentaktübertrager handelt) mit einem Luftspalt ausgeführt werden. Durch diesen wird der magnetische Widerstand erhöht und eine Sättigung des Eisenkernes mit Sicherheit vermieden, mit anderen Worten, die Magnetisierungskurve kann in einem größeren Bereich als Gerade angesehen werden. In unserem Falle beträgt der Luftspalt L_L erfahrungsgemäß 0,2 mm. Bei Verwendung von EI-Schnitten (Bild 24) ist die Zwischenlage



a	66 mm
b	44 mm
c	11 mm
e	33 mm
f	22 mm
g	11 mm

Bild 24: Trafokernblech, EI-Schnitt

nur mit 0,1 mm auszuführen, da im Eisenweg zweimal ein Luftspalt $l_L = 0{,}1$ mm auftritt. Die Richtigkeit von l_L wird bei der Festlegung der Windungszahlen, die nach der Strom- und Spannungsberechnung erfolgt, überprüft und evtl. korrigiert.

Der Anodenruhestrom I_{a_0} kann jetzt mit Gleichung 29, aber auch mit Gleichung 32 errechnet werden, da ja ein Zeitverhältnis von $\frac{T_t}{T} = 0{,}5$ vorliegt. Setzt man in eine der beiden Gleichungen für $T = 20$ ms und für $T_t = 10$ ms ein, vereinfachen sich beide zu

$$I_{a_0} = \frac{I_{ss}}{ü} \cdot \frac{1}{3} \qquad \text{(29 a und 32 a)}$$

Somit wird

$$I_{a_0} = \frac{0{,}855 \text{ A}_{ss}}{28{,}5} \cdot \frac{1}{3} = 10 \text{ mA}.$$

Bei nochmaliger Betrachtung der Bilder 17 und 19 wird man feststellen, daß bei $T_t = 10$ ms $\left(\frac{T_t}{T} = 0{,}5\right)$ ebenfalls

$$I_{a_0} = \frac{1}{3} \cdot \frac{I_{ss}}{ü}$$

abgelesen werden kann.

Die grafischen Darstellungen stimmen also mit den rechnerischen Ergebnissen gut überein. Tatsächlich wird I_{a_0} größer werden müssen, da ja i_a bei dem Wert von 10 mA bei $t = -10$ ms gerade erst null wird (siehe Bild 17). Zu dem errechneten Wert von 10 mA wird der eingangs angenommene Restanodenstrom von 5 mA hinzuaddiert, so daß sich nunmehr ein

$$I_{a_0} = 15 \text{ mA}$$

ergibt.

Jetzt muß die Betriebsspannung ermittelt werden. Nach Gleichung 12a beträgt der Spannungsabfall am Widerstand R ($= R_2 + R_{abl}$), wobei statt I_s hier korrekterweise I_{ss} gesetzt wird:

$$U_R = I_{ss} \cdot R \cdot \frac{t}{T} \qquad (12\,a)$$

und auf der Primärseite

$$U_p = ü \cdot I_{ss} \cdot R \cdot \frac{t}{T} \cdot \qquad (13)$$

Die ermittelten Werte eingesetzt:

$$U_p = 28{,}5 \cdot 0{,}855 \text{ A}_{ss} \cdot 10{,}6\,\Omega \cdot 0{,}5 = 129 \text{ V}.$$

Dazu kommt der Spannungsabfall U_{P_L} nach Gleichung 36

$$U_{P_L} = 28{,}5 \cdot 8 \cdot 10^{-3}\,\Omega\text{s} \cdot \frac{0{,}855 \text{ A}_{ss}}{20 \cdot 10^{-3}\text{s}} = 9{,}75 \text{ V}.$$

Der zur Zeit noch unbekannte primäre Wicklungswiderstand R_v darf nicht unberücksichtigt bleiben, da er ebenfalls einen beträchtlichen Spannungsabfall zur Folge hat. Er wird zunächst einmal mit 2500 Ω angenommen und verursacht somit nach Gleichung 37 einen Spannungsabfall

$$U_v = 2500\,\Omega \cdot 35 \cdot 10^{-3} \text{ A} = 87{,}5 \text{ V}.$$

Dieser Wert wird, sollte er nicht in der angenommenen Größenordnung sein, nachträglich in der Rechnung korrigiert.

Jetzt bleibt nur noch die Ermittlung des Spannungsabfalles am Katodenwiderstand. Wie festgelegt, soll ein Anodenruhestrom von $I_{a_0} = 15$ mA fließen. Aus den $I_a = f(U_{g1})$-Kennlinien (Bild 25) kann bei $U_a = 200$ V, $U_{g2} = 200$ V und $U_{g1} = -8$ V ein Anodenstrom von 15 mA und ein Schirmgitterstrom von 3 mA abgelesen werden. Der Katodenstrom beträgt also

$$I_k = I_{a_0} + I_{g2} = 15 \text{ mA} + 3 \text{ mA} = 18 \text{ mA}.$$

Der Spannungsabfall am Katodenwiderstand R_k muß demzufolge laut Kennlinie 8 V betragen. Mit Gleichung 40 erhält man die notwendige Mindestbetriebsspannung U_B.

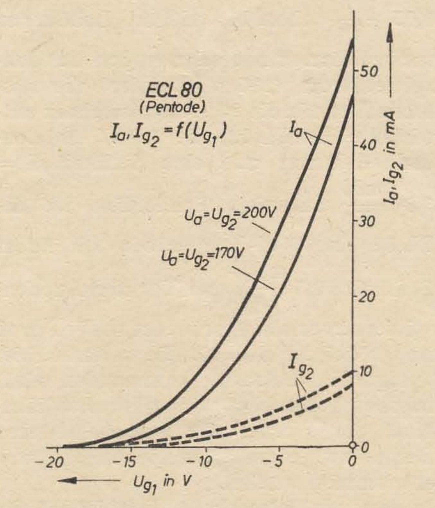


Bild 25: I_a-U_{g1}- und I_{g2}-U_{g1}-Kennlinien der Röhre ECL 80

$$U_B = 70 \text{ V} + 129 \text{ V} + 9{,}75 \text{ V} + 87{,}5 \text{ V} + 8 \text{ V} = 304{,}25 \text{ V}.$$

Die in Fernsehgeräten übliche Betriebsspannung $U_B = 190 \cdots 200$ V kann hier bei Verwendung der ECL 80 also nicht verwendet werden, sondern die erhöhte Boosterspannung aus dem Horizontalkippgerät. Diese Spannung ist je nach Schaltungsart annähernd 400—600 V, so daß es wegen der verbleibenden Spannungsreserve praktisch nicht vorkommen kann, daß der Minimalwert der Anodenspannung von $U_{a\,min} = 70$ V unterschritten wird. Dies ist notwendig, um eine Steuerung in das Übernahmegebiet zu vermeiden, die nur unangenehme Kennlinienkrümmungen zur Folge hätte. Im vorliegenden Falle braucht wegen der Spannungsreserve der angenommene Wicklungswiderstand R_v nicht korrigiert werden. Auch eine eventuelle Abweichung des sekundären Wicklungswiderstandes R_2 ist für die Spannungsbetrachtung auf Grund des relativ geringen Spannungsabfalles unkritisch.

Um die mit der Speisung aus der Horizontalendstufe zusammenhängenden Nachteile zu umgehen, ist man bestrebt, die Vertikalendstufen für die normale Betriebsspannung von etwa 200 V auszulegen. Dies erreicht man unter anderem am besten mit einer kräftigeren Endröhre, z. B. mit der PL 82. (Ein Beispiel mit dieser Röhre soll folgen.)

Man errechnet den Katodenwiderstand R_k mit der nach ihm umgestellten Gleichung 38

$$R_k = \frac{|-U_g|}{I_k} = \frac{8 \text{ V}}{18 \cdot 10^{-3} \text{ A}} = 0{,}445 \cdot 10^3\,\Omega = 445\,\Omega. \qquad (50)$$

Die Belastbarkeit dieses Katodenwiderstandes R_k muß sein:

$$N = U_k \cdot I_k = 8 \text{ V} \cdot 18 \cdot 10^{-3} \text{ A} = 0{,}144 \text{ W}. \qquad (51)$$

Die Größe des dem Katodenwiderstand von etwa 450 Ω parallel liegenden Elektrolytkondensators ist hauptsächlich von der Steuerspannung der Endröhre, von deren Kennlinie und dem Ausgangstransformator abhängig und läßt sich daher hier schlecht rechnerisch bestimmen. Er wird auch in der Praxis oft experimentiell ermittelt und es ist je nach den Linearitätsanforderungen üblich, Elektrolytkondensatoren in der Größenordnung von 50 μF bis 250 μF zu verwenden. Die am Katodenwiderstand R_k abfallende Spannung U_k von 8 V ist bestimmend für die Spannungsfestigkeit des verwendeten Kondensators und muß im vorliegenden Falle mindestens 12/15 V betragen.

Ähnliche Gesichtspunkte gelten auch für die Wahl des Gitterableitwiderstandes und des Kopplungskondensators. Beide sind möglichst groß zu wählen. Bei automatischer Gittervorspannungserzeugung kann der Gitterableitwiderstand R_g laut Röhrentabelle bis zu 2 MΩ betragen. Der Koppelkondensator ist groß zu wählen, damit die tiefen Frequenzen möglichst ungeschwächt übertragen werden. Seine Größe hängt weitgehend, ebenso wie die des Katodenkondensators, von der Steuerspannung der Endröhre, von deren Kennlinie und dem Katodenkondensator ab. Ein Wert des Kopplungskondensators C_g von 0,05 — 0,5 μF genügt aber in der Praxis fast allen Anforderungen auf diesem Gebiet.

Wird fortgesetzt

Dr.-Ing. PETER NEIDHARDT

Aufgabe, Erkenntnisse und Grenzen der Informationstheorie

In der letzten Zeit hat eine moderne Theorie viel von sich reden gemacht, die Informationstheorie. Dennoch ist nicht allgemein bekannt, welche Wege sie geht und welche Grenzen sie besitzt. Es soll weniger der Zweck der nachfolgenden Zeilen sein, die Theoreme der Informationstheorie in mathematischer Form darzulegen, als vielmehr eine leicht verständliche Einführung zu geben und damit vielleicht auch die Anregung, sich mit diesem neuen Zweig der wissenschaftlichen Nachrichtentechnik zu befassen.

Wohl jeder hat in seinem Leben schon einen Brief bekommen, dessen Inhalt ihn bewegte. Man kann sich in die Situation versetzen, in der sich eine Mutter befindet, die brieflich von dem Ableben ihres Kindes benachrichtigt wird. Aber es gibt ja auch Menschen, die zuweilen brieflich sehr erfreuliche Nachrichten erhalten. In allen hier betrachteten Fällen sind es Briefe, die sich gar nicht einmal durch besondere Länge gegenüber den Briefen auszeichnen, die man häufig bekommt. Offenbar liegt der Unterschied zwischen den „normalen" Briefen und solchen „besonderen" Briefen in der Art ihrer Nachricht. Dies ist sicher eine recht elementare Wahrheit, sie enthält aber eine wesentliche Erkenntnis:

Eine echte Nachricht, gleich welcher Art sie sein mag, ob es sich um eine traurige oder glückliche Nachricht handelt, bringt eine Bereicherung in bezug auf den Stand der Kenntnisse des Empfängers der Nachricht mit sich.

Eine Nachricht braucht aber nicht immer ein Brief oder ein Telegramm zu sein, eine Nachricht kann ein Satz, sogar ein Wort oder auch nur eine Ziffer sein. Dies hängt von der Bedeutung ab, die dem Satz oder der Ziffer vom Empfänger auf Grund vorher getroffener Vereinbarungen beigemessen wird. Bekannt ist aus dem Rundfunk das Raten mehrerer „Parteien" um bestimmte Begriffe. Die Aufgabe dabei besteht darin, an den Spielleiter Fragen zu stellen, die dieser nur mit „ja" oder „nein" beantworten darf. Man fragt sich so an den aufzufindenden Begriff mit einer möglichst geringen Anzahl von Fragen heran. Es ist häufig erstaunlich, wie schnell gute „Parteien" mit wenig Fragen den Begriff erraten, obgleich man geneigt ist, den Schwierigkeitsgrad dieser Spiels oft als sehr hoch anzusetzen. Die Bewertung des Spiels erfolgt bekanntlich in der Art, daß diejenige Partei gewonnen hat, die mit den wenigsten Fragen die gesuchten Begriffe oder „Informationen" gefunden hat. Leider ist es nicht immer möglich, mit Fragen eine gewünschte Information zu erhalten. Auch das wöchentliche Lottoergebnis in der Wahl seiner fünf Zahlen ist eine Information, zu der die meisten Menschen später gelangen, als es ihnen grundsätzlich erwünscht ist. Käme aber eine Wahrsagerin und sagte Ihnen, verehrter Leser, daß bei der nächsten Lottoziehung die Zahlen 12, 24, 31, 78 und 89 gezogen werden, dann würden Sie sehr wahrscheinlich an der Richtigkeit dieser Information zweifeln, es sei denn, daß die Wahrsagerin es versteht, Ihnen durch die Mystik der Art ihrer Mitteilung Glauben an ihre überirdischen Kräfte einzuflößen.

Man erkennt daran, daß es bei jeder Nachricht einer Betrachtung über ihren Wert oder Unwert bedarf. Mit anderen Worten, der Empfang einer Nachricht ist für uns stets mit einem Abschätzen der Wahrscheinlichkeit ihrer Richtigkeit verknüpft. Niemand wird daran zweifeln, daß der durch Lautsprecher auf dem Fernbahnsteig angekündigte D-Zug in wenigen Augenblicken auch tatsächlich aus der angekündigten Richtung einläuft, und dennoch kommen auch bei einer so sicherren Nachrichtenübermittlung Irrtümer vor. Aus diesen Betrachtungen entnehmen wir die wichtige Erkenntnis, daß Informationen stets im Zusammenhang mit Wahrscheinlichkeitsangaben stehen.

Wenn die Nachbarfamilie Zuwachs erwartet, dann ist die Wahrscheinlichkeit, daß es sich um einen Knaben handelt, ebenso groß wie die, daß es ein Mädchen sein wird. Erst der Erhalt der Nachricht ändert etwas an diesen Wahrscheinlichkeitsverhältnissen. Dies ist ein wesentliches Kennzeichen aller Informationen: Die Wahrscheinlichkeitsverhältnisse nach Erhalt der Nachricht sind andere als vorher. Die Bereicherung in bezug auf den Stand der Kenntnisse, die, wie vorher festgestellt wurde, eine Folge des Erhalts einer Nachricht ist, besteht also grundsätzlich in einer Änderung der Wahrscheinlichkeitsverhältnisse.

Die Informationstheorie, deren Aufgabe die Klärung aller Verhältnisse und Erscheinungen ist, die mit dem Entstehen, Absenden, Übertragen, Empfangen und Auswerten von Nachrichten zu tun haben, hat sich dieser Dinge mit wissenschaftlicher Gründlichkeit angenommen und daraus ein recht nützliches Werkzeug für die Nachrichtentechnik geschaffen. Die naheliegende Frage nach dem Zweck, den solche Untersuchungen verfolgen, kann am besten mit einer Gegenfrage beantwortet werden, nämlich mit der, ob man wohl geneigt ist, die Erfindung der elektronischen Rechenmaschine als eine Errungenschaft der Technik anzusehen, wenn bekannt ist, daß eine solche Maschine im Laufe von Sekunden Differentialgleichungen löst, zu deren Lösung gute Mathematiker Tage, ja sogar Monate benötigen. In letzter Zeit hat man von elektronischen Übersetzermaschinen gehört, die Texte von einer Sprache in eine andere übersetzen. Es läßt sich kaum bestreiten, daß dies Errungenschaften sind, die man noch vor wenigen Jahren als nicht erreichbar bezeichnet hätte. Alle diese Ergebnisse moderner Elektronik sind ohne Informationstheorie undenkbar, und dennoch liegt das Hauptanwendungsgebiet der Informationstheorie nicht auf solchen Gebieten. Grundsätzlich soll die Informationstheorie dazu dienen, die Übermittlung von Nachrichten so zu verändern, daß sie mit dem besten Wirkungsgrad geschieht. Diese Nachrichten können ebensogut Fernschreibsignale wie Fernseh- oder Radarsignale sein.

Wie kann sich der Leser am einfachsten mit einigen wesentlichen Gedankengängen der Informationstheorie bekanntmachen?

Die wichtigste Grundlage der Informationstheorie ist die Wahrscheinlichkeit p. Wenn ein bestimmtes Ereignis mit absoluter Sicherheit eintrifft, dann ist die mathematische Wahrscheinlichkeit des Eintreffens 1. Wenn dieses Ereignis mit Sicherheit nicht eintrifft, dann ist die Wahrscheinlichkeit des Eintreffens 0. Die Wahrscheinlichkeit des Eintreffens irgendeines Ereignisses, das in seinem Ablauf nicht restlos vorausbestimmt werden kann, liegt zwischen 0 und 1. Wenn man eine Münze auf den Tisch wirft, so ist die Wahrscheinlichkeit für das Auftreten der Vorder- oder der Rückseite gleich groß, nämlich $^1/_2$. Wenn man einen normalen sechsseitigen Würfel über den Tisch rollen läßt, dann ist die Wahrscheinlichkeit, daß eine „1" gewürfelt wird, $^1/_6$. Aber auch die Wahrscheinlichkeit der „2" und aller anderen Zahlen bis „6" ist ebenso groß, nämlich $^1/_6$. Allgemein kann man sagen, daß die Wahrscheinlichkeit des Eintretens eines Ereignisses der Bruchteil derjenigen Fälle ist, in denen es eintritt, wenn man eine sehr große Anzahl von unabhängigen Versuchen macht. Es läßt sich zeigen, daß die Wahrscheinlichkeit eines gleichzeitigen Eintretens zweier unabhängiger Ereignisse das Produkt ihrer Einzelwahrscheinlichkeiten ist. Wenn man beispielsweise ein 10-Pf-Stück und ein 5-Pf-Stück auf den Tisch wirft, dann ist die Wahrscheinlichkeit, daß beide Münzen mit den Vorderseiten nach oben zeigen: $^1/_2 \cdot {}^1/_2 = {}^1/_4$. Wenn andererseits zwei Ereignisse sich gegenseitig ausschließen, d. h. wenn ein Ereignis nur dann eintritt, wenn das andere nicht eingetreten ist, dann ergibt sich die Wahrscheinlichkeit als die Summe der Einzelwahrscheinlichkeiten.

Nach diesen einführenden Bemerkungen kann etwas über das Wesen einer Information in mathematischer Beziehung ausgesagt werden. Es möge vorausgesetzt werden, daß ein bestimmtes Ereignis eingetreten ist und daß eine Nachricht übermittelt wird, die davon berichtet. Den Informationsbetrag, der mit der Nach-

richt übermittelt wird, können wir folgendermaßen definieren:

$$\text{Informationsmenge} = \log \frac{\text{Wahrscheinlichkeit auf der Empfängerseite für das Ereignis, nachdem Nachricht eingetroffen}}{\text{Wahrscheinlichkeit auf der Empfängerseite für das Ereignis, bevor Nachricht eingetroffen}} \qquad (1)$$

Die Tatsache, daß hier die Informationsmenge als ein Logarithmus definiert wird, mag zunächst etwas verwunderlich erscheinen. Es wird sich jedoch zeigen, daß dies die beste Art der mathematischen Definition ist und daß sie vollkommen mit unseren normalen Anschauungen übereinstimmt. Die vorstehend genannte Gleichung gilt allgemein. Man kann sich jedoch einen Sonderfall denken, der dadurch gekennzeichnet ist, daß, nachdem die Nachricht eingetroffen ist, die Wahrscheinlichkeit auf der Empfängerseite für das Ereignis gleich 1 ist. Wir bezeichnen diesen Fall in der Nachrichtentechnik als den „rauschfreien" Fall. Das besagt, daß die Möglichkeit einer Beeinträchtigung der Nachrichtenübertragung ausgeschlossen und der Empfänger sicher ist, daß die empfangene Nachricht richtig ist. Unter dieser Voraussetzung ändert sich die o. a. Gleichung folgendermaßen:

$$\text{Informationsmenge (im rauschfreien Fall)} = -\log \left(\text{Wahrscheinlichkeit auf der Empfangerseite für das Ereignis, bevor Nachricht eingetroffen} \right) \qquad (2)$$

Als Beispiel soll der Fall betrachtet werden, daß der erwartete Familienzuwachs bei unserem Nachbarn eingetreten ist und daß auf die Frage, ob es ein Junge oder ein Mädchen sei, geantwortet wird: „Es ist ein Junge". Auf Grund der Gleichung (2) läßt sich festlegen, daß folgende Beziehung gilt:

$$\text{Informationsmenge} = -\log (1/2) = \log 2. \qquad (3)$$

Der zahlenmäßige Wert, der sich für die Informationsmenge aus Gleichung (3) ergibt, ist abhängig von der Basis des benutzten Logarithmus. Es gibt Gründe, daß man hierfür nicht, wie üblich, die dekadischen Logarithmen verwendet (d. h. die Logarithmen zur Basis 10), sondern die dyadischen mit der Basis 2. Die Einheit der Informationsmenge wird dann als „bit" bezeichnet. Für den dyadischen Logarithmus gilt im übrigen folgende Beziehung:

$$^{2}\log x = \frac{\ln x}{\ln 2} = \frac{2{,}3026 \cdot {}^{10}\log x}{0{,}6932} = 3{,}0105 \cdot {}^{10}\log x. \qquad (4)$$

Daß man die Informationsmenge durch einen Logarithmus ausdrückt, hat den Vorteil, daß sich dadurch bei voneinander unabhängigen Nachrichten die Informationsmengen addieren.

Eine Information liegt auch dann vor, wenn von einer Zahlenreihe eine bestimmte Zahl durch irgendeinen Vorgang bezeichnet wird. Man kann sich dies an einem Beispiel klarmachen. Bei einer Suchaktion wird ein Gegenstand in einem bestimmten Planquadrat ermittelt. Wenn man annimmt, daß das Gesamtfeld, in dem gesucht wird, z. B. 64 Planquadrate aufweist, 8 in der horizontalen und 8 in der vertikalen Richtung, dann ist die Wahrscheinlichkeit des Auffindens des betreffenden Gegenstandes in irgendeinem der 64 Planquadrate:

$$p = 1/_{64}. \qquad (5)$$

Es soll dabei angenommen werden, daß der Gegenstand im 43. Planquadrat aufgefunden wurde. Irrtümer durch Rauschstörungen sollen entsprechend Gleichung (2) ausgeschlossen sein. Die Informationsmenge, die für die Nachricht der Auffindung im 43. Planquadrat erhalten wurde, ist daher:

$$\text{Informationsmenge} = -{}^{2}\log (p) = {}^{2}\log \frac{1}{p} = {}^{2}\log 64 = 6 \text{ bit}. \qquad (6)$$

Der Inhalt dieser Gleichung kann in verschiedenen Formen ermittelt werden, z. B. daß der Gegenstand in der 6. vertikalen und der 3. horizontalen Reihe aufgefunden wurde. Wenn man die Informationsmenge in dieser Art berechnen will, dann gilt für die Wahrscheinlichkeit, daß der Gegenstand in der 6. vertikalen Reihe aufzufinden ist:

$$p_v = 1/_8. \qquad (7)$$

Ebenso ist die Wahrscheinlichkeit für das Auffinden in der 3. horizontalen Reihe

$$p_h = 1/_8. \qquad (8)$$

Damit wird

$$\log \frac{1}{p_v} = \log 8 = 3 \text{ bit}. \qquad (9)$$

Das gleiche ergibt sich für $\log \frac{1}{p_h}$. Die Summe der beiden Informationsmengen ist daher 6 bit, wie bereits durch Gleichung (6) festgestellt wurde.

Shannon[1]) hat gezeigt, daß man für die Informationsergiebigkeit irgendeiner Nachrichtenquelle, sei es eine Fernschreibleitung, ein Rundfunkgerät, ein Telefonanschluß oder ein Buch, eine Größe definieren kann, die er in Anlehnung an einen Begriff der Wärmelehre, für den ähnliche mathematische Verhältnisse vorliegen, als Informations-Entropie bezeichnet.

Die Informationsentropie H ist für einen schrittweise erfolgenden Auswahlprozeß, wie z. B. beim Auffinden des Gegenstandes in den 64 Feldern, als mittlerer Informationsinhalt eines Nachrichtenelements folgendermaßen definiert:

$$H = -\sum_{1}^{n} p_n \cdot {}^{2}\log p_n. \qquad (10)$$

In dieser Gleichung ist p_n die Wahrscheinlichkeitsziffer für das Auftreten der n-ten Stufe, wenn es z. B. n verschiedene Buchstaben oder Ziffern oder Stromschritte in der Nachricht gibt.

Im Bild 1 ist eine vereinfachte Zeichnung einer Märchenfigur, nämlich des „gestiefelten Katers" wiedergegeben, und man erkennt, daß hierbei sieben Helligkeitsstufen existieren. Das Bild ist also lediglich aus verschieden hellen Elementarflächen zusammengesetzt, wie dies stets der Fall ist, nur mit dem Unterschied, daß hier zur Vereinfachung der nachfolgenden Rechnung diese Flächen relativ groß gewählt wurden. Es soll nun auf Grund der Gleichung (10) der Informationsinhalt dieses Bildes berechnet werden. Im Bild 2 ist die Darstellung noch einmal mit einer Einteilung in horizontale und vertikale Felder gezeigt, in die die Graustufen 1 bis 7 eingetragen sind. Das Bild besitzt 3480 Bildelemente. Im Fernsehen und bei jeder Fotografie ist die Zahl der Bildelemente jedes Bildes natürlich viel höher. Eine Auszählung der Bildelemente nach den Helligkeitsstufen ergibt die nachstehende Tabelle:

Helligkeitsstufen	Zahl der Bildelemente	Wahrscheinlichkeit p_n
1 weiß	2058	0,5915
2 hellgrau	56	0,0161
3 grau	53	0,0152
4 mittelgrau	973	0,2796
5 dunkelgrau	162	0,0465
6 tiefgrau	111	0,0319
7 schwarz	67	0,0192
	Summe = 3480	Summe = 1,0000

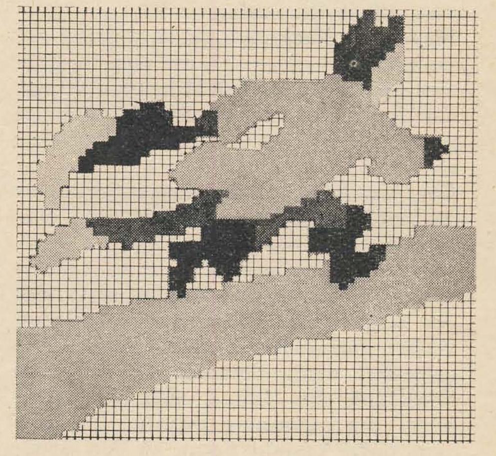


Bild 1: Der „gestiefelte Kater" als ein in sieben Stufen quantisiertes Bild mit nur 3480 Bildelementen

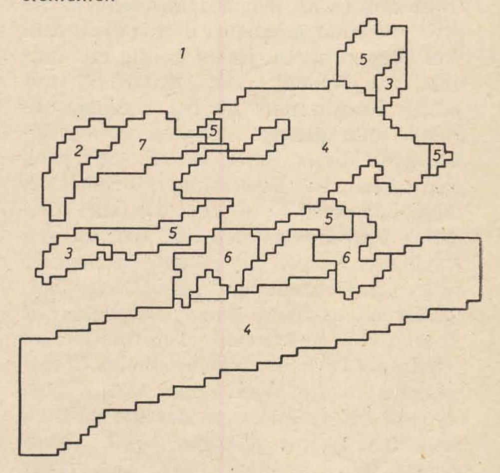


Bild 2: Bezifferung der Graustufen von Bild 1

[1]) C. E. Shannon ist einer der bedeutendsten Informationstheoretiker, dem wichtige Erkenntnisse auf dem Gebiet der Informationstheorie zuzuschreiben sind. Seine bekannteste grundlegende Arbeit ist: „A Mathematical Theory of Communication" The Bell System Technical Journal, Bd. 27 Nr. 3 (1948) S. 379 bis 423 und 623 bis 656.

Damit läßt sich die Informationsentropie berechnen. Dies nimmt folgenden Verlauf:

$$H = -\sum_{n=1}^{n=7} (p_n \cdot {}^2\log p_n)$$

$$\begin{aligned} H = & -0{,}5915 \cdot {}^2\log\ 0{,}5915 \\ & -0{,}0161 \cdot {}^2\log\ 0{,}0161 \\ & -0{,}0152 \cdot {}^2\log\ 0{,}0152 \\ & -0{,}2796 \cdot {}^2\log\ 0{,}2796 \\ & -0{,}0465 \cdot {}^2\log\ 0{,}0465 \\ & -0{,}0319 \cdot {}^2\log\ 0{,}0319 \\ & -0{,}0192 \cdot {}^2\log\ 0{,}0192; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} H = & -0{,}5915 \cdot \frac{\log 0{,}5915}{\log 2} - 0{,}0161 \\ & \cdot \frac{\log 0{,}0161}{\log 2} - 0{,}0152 \cdot \frac{\log 0{,}0152}{\log 2} \\ & - 0{,}2796 \cdot \frac{\log 0{,}2796}{\log 2} - 0{,}0465 \\ & \cdot \frac{\log 0{,}0465}{\log 2} - 0{,}0319 \cdot \frac{\log 0{,}0319}{\log 2} \\ & - 0{,}0192 \cdot \frac{\log 0{,}0192}{\log 2}; \end{aligned} \qquad (11)$$

$H = 0{,}4482 + 0{,}0959 + 0{,}0918 +$
$0{,}5139 + 0{,}2059 + 0{,}1586 + 0{,}1095;$
$H = 1{,}6238$ bit.

Die Zahlenrechnung ergibt also für die Informationsentropie des vereinfachten Bildes des gestiefelten Katers den Wert 1,6238 bit. Interessant ist dabei die Feststellung, daß die Informationsentropie größer wird, wenn die Wahrscheinlichkeit aller Helligkeitsstufen gleich groß wäre. Dann ergäbe sich nämlich:

$$H_{max} = -{}^2\log \frac{1}{7} = -\frac{\log 0{,}1430}{0{,}3010}$$

$$= \frac{0{,}8447}{0{,}3010} = 2{,}8063 \text{ bit}. \qquad (12)$$

Offenbar läßt sich ein Quotient der wirklich vorhandenen Informationsentropie zur maximal möglichen Informationsentropie festlegen, der als relative Entropie bezeichnet wird:

$$\frac{H}{H_{max}} = \frac{1{,}6238}{2{,}8063}$$

$$= 0{,}5786 \text{ (relative Entropie)}. \qquad (13)$$

Als Redundanz bezeichnet man in der Informationstheorie den Wert $1 - \frac{H}{H_{max}}$.

Also $r = 1 - \frac{H}{H_{max}}$ (Redundanz).

Sie beträgt in diesem Falle $r = 1 - 0{,}5786 = 0{,}4214$.

Unter Redundanz ist der Prozentsatz zu verstehen, in dem die vorhandene Bildfläche „nicht ausgenutzt" wird. Strichzeichnungen sind z. B. sehr redundant, dagegen Fotografien meist nur in geringem Maße, weil sie wesentlich mehr Bildeinzelheiten enthalten.

Shannon hat berechnet, wie breit ein Frequenzkanal sein muß, um einen bestimmten Informationsfluß (d. h. eine bestimmte Anzahl von bit je Sekunde) fehlerfrei übertragen zu können. Natürlich ergibt sich dabei eine Abhängigkeit vom Störabstand p_s. Bezeichnet man mit v die Zahl der Bildpunkte pro Sekunde, die durch das Bild übertragen werden (wobei als Bildpunkt die kleinste Teilfläche des Bildes definiert sein soll, die von benachbarten Teilflächen noch unterschieden werden kann) und mit H die Informationsentropie in bit, dann ergibt sich eine Mindestkanalbreite von

$$f_g = \frac{v \cdot H}{0{,}332 \cdot p_s} \text{ in Hz}. \qquad (14)$$

Für einen Störabstand von 40 dB und den Wert v = 87000 Bildpunkte/s wird f_g bei den im Probebild vorhandenen 58 Zeilen

$$f_g = 10600 \text{ Hz}. \qquad (15)$$

Man hat die Informationsentropie der üblichen hochzeiligen Fernsehbilder zu etwa 4,2 bis 5 bit ermittelt. Die Erscheinung der Korrelation, d. h. der Gleichartigkeit verschiedener Zeilen untereinander und nacheinander, läßt diese Ziffer auf etwa 3,0 absinken. Damit wird bei $11{,}5 \cdot 10^6$ Bildpunkten/s bei 625 Zeilen und 25 Bildwechseln die auf Grund des Nachrichteninhalts erforderliche Mindestbandbreite, die nicht mehr ohne Qualitätsminderung des Bildes unterschritten werden kann,

$$f_g = \frac{11{,}5 \cdot 10^6 \cdot 3}{0{,}332 \cdot 40} = 2{,}6 \cdot 10^6 \text{ Hz}, \qquad (16)$$

wenn wiederum 40 dB als Störabstand gewählt wird. Bei einem größeren Störabstand, z. B. 60 dB, ist es natürlich möglich, mit einem kleineren Frequenzband das gleiche zu erreichen, es wird dann f_g z. B. 1,73 MHz. Diese Ergebnisse widersprechen den bisher bekannten Bandbreiteformeln der Fernsehtechnik. Man benutzte bisher zur Ermittlung der Frequenzbandbreite eines Videosignals die Annäherungsbeziehung (siehe Klopow/Neidhardt: Grundlagen der Fernsehtechnik, Verlag Technik, Berlin 1956, S. 123, 124):

$$f_g = 0{,}75 \cdot \frac{4}{3} \cdot n \cdot \frac{Z^2}{2}, \qquad (17)$$

wobei n die Bildwechselzahl pro Sekunde und Z die Zeilenzahl der Fernsehnorm bedeuten.

Für die CCIR-Norm wird daher:

$$f_g = 0{,}75 \cdot 6{,}5 = 5{,}0 \text{ MHz}.$$

Man erkennt, daß die so ermittelte Frequenzbandbreite etwa doppelt so groß ist, wie die informationstheoretisch ermittelte Bandbreite.

Die Verschiedenheit der Ergebnisse beim Gebrauch der informationstheoretischen und der fernsehtechnischen Beziehungsgleichungen ist dadurch zu erklären, daß die informationstheoretischen Betrachtungen eine optimale Codierung (Verschlüsselung) voraussetzen, d. h. die bestmögliche Ausnutzung des Nachrichtenübertragungskanals durch eine besonders geeignete Fernsehnorm. Unsere heutigen Fernsehnormen stellen aber keinesfalls eine optimale Codierung dar und wären grundsätzlich verbesserungsfähig, um wieviel, zeigen die oben vergleichsweise herangezogenen Ziffern.

Das bisher Gesagte läßt erkennen, daß die Informationstheorie durchaus geeignet ist, z. B. in der Fernsehtechnik wichtige Grundlagen für die Berechnung von Fernsehübertragungen zu schaffen. Ihre praktische Anwendung ermöglicht es heute bereits, auch auf anderen Gebieten der Fernmeldetechnik wichtige Ergebnisse zu zeitigen. Besonders geeignet ist die Informationstheorie als Wirksamkeitskriterium von Codesystemen. Bekanntlich spricht man, wenn eine Nachrichtenübertragung durch Modulation einer zeitabhängigen Bestimmungsgröße erfolgt, von Pulslängen-(PLM), Pulsphasen-(PPM), Pulsfrequenz-(PFM) und Pulscode-Modulation (PCM). Die Wirksamkeit dieser verschiedenen Modulationsverfahren läßt sich mit Hilfe der Informationstheorie exakt berechnen. Man kann Angaben darüber machen, welche Vor- und Nachteile diese verschiedenen Modulationsverfahren besitzen.

Es gibt viele Fälle, in denen nur die Informationstheorie die Feststellung ermöglicht, ob ein Problem lösbar ist oder nicht. In diesem Fall bedient man sich eines weiteren Begriffs, nämlich des Informationsgewinns. Solange der Informationsgewinn größer ist als die Entropie, hat es Sinn nach einer Lösung zu suchen, unter Umständen sogar die Aufgabe noch zu verschärfen.

Die im Vordergrund der modernen Nachrichtentechnik stehende Frage nach der Übertragung einer Nachricht mit geringstem technischen Aufwand und brauchbarer Qualität kann durch die Informationstheorie deswegen beantwortet werden, weil wir mit dieser Theorie ein Maß für die zu übertragende Nachrichtenmenge der Nachrichtenquelle festlegen können. Damit wird ein Vergleich zwischen einzelnen Übertragungsverfahren möglich.

Ein Zweiggebiet der Informationstheorie ist die Kybernetik, eine Wissenschaft, die sich speziell mit Regelungsinformationen beschäftigt. Informationen müssen nämlich nicht immer im landläufigen Sinne dazu dienen, Neuigkeiten zu übermitteln, sondern es kann sich bei ihnen auch um Meßwerte handeln, die zum Beispiel von einem Thermostaten an ein regelbares Heizgerät gegeben werden, das eine erfolgte Temperaturabweichung korrigiert. In diesem Sinne gehört also zu jedem Regelverfahren auch eine Nachrichtenübermittlung.

Wenn man etwas über künftige Aufgaben der Informationstheorie aussagen will, dann ist die Kompression sowohl der menschlichen Sprache in ein möglichst schmales Frequenzband als auch das gleiche Problem bei der Fernsehübertragung von großem Interesse, um den Übertragungskanal voll auszunutzen.

Auch die Eigenschaften elektrischer Netzwerke, die modellmäßig typische Charakteristika der menschlichen Nervenleitungen nachbilden, lassen sich informationstheoretisch untersuchen und werden zweifellos in nächster Zeit bereits zu wesentlichen Erkenntnissen auf diesem Gebiet führen.

Dieses neue Wissensgebiet, über das hier kurz berichtet wurde, ist erst im Aufbau begriffen, und man kann aus der Zahl der Veröffentlichungen in der letzten Zeit auf das große Interesse schließen, das die Informationstheorie und ihre Anwendung

bereits überall gefunden hat. Man darf, wie dies stets bei Neuerungen der Fall ist, jedoch nicht den Fehler machen, diese Theorie als das Universalwerkzeug für die Behandlung aller Nachrichtenübertragungs-, Regelungs- und Steuerprobleme anzusehen. Niemals wird die Informationstheorie in der Lage sein, direkt anzugeben, welche Maßnahmen man treffen muß, um eine unbefriedigende Aufnahme, Übertragung oder Wiedergabe einer Nachricht zu verbessern. Es bleibt immer noch dem Ingenieur vorbehalten, die besseren Schaltungen und Geräte durch seine Kenntnisse zu schaffen, und die Aufgabe der Informationstheorie ist und kann zukünftig nur sein, ihm bei dieser Arbeit zu helfen.

Literatur

H. Frühauf: Die Informationstheorie als Werkzeug des Nachrichteningenieurs, Wiss. Zeitschrift der TH Dresden Nr. 4 (1953/54) S. 571 bis 580.

F. A. Fischer: Die moderne Theorie der Nachrichtenübertragung, Der Fernmeldeingenieur Nr. 4 (1951).

C. Shannon: Communications in the presence of noise, Proc. IRE (1949), S. 10 bis 21.

R. Herschel: Informationstheorie und Technik, Regelungstechnik Nr. 1 (1954) S. 19 bis 21.

P. Neidhardt: Der Informationsinhalt der Farbfernsehsendung als Funktion der Nachrichtenkapazität des Übertragungskanals, Nachrichtentechnik Nr. 2 (1954) S. 54 bis 62.

P. Neidhardt: Korrelation, Redundanz und Rauschen im Fernsehsignal, Nachrichtentechnik Nr. 8 (1955) S. 341 bis 346.

P. Neidhardt: Methoden zur Redundanzminderung im Fernsehen, Nachrichtentechnik Nr. 6 (1954) S. 254 bis 258 und Nachrichtentechnik Nr. 7 (1954) S. 305 bis 309 und S. 332.

H. Frühauf: Über die Grundprobleme der Theorie der Nachrichtenübertragung, Nachrichtentechnik Nr. 2 (1954) S. 49 bis 54.

F. Schröter: Fernsehen und moderne Informationstheorie, AEÜ Nr. 1 (1955) S. 1 bis 7.

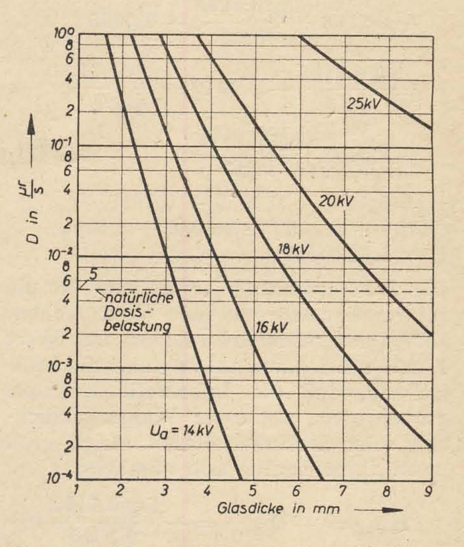
W. Meyer-Eppler: Informationstheorie, radio mentor Nr. 2 (1955) S. 074 bis 075.

P. Neidhardt: Einführung in die Informationstheorie, Verlag Technik, Berlin und Berliner Union, Stuttgart 1957.

Röntgenstrahlung von Fernsehbildröhren und ihre Bedeutung für das Problem des Strahlenschutzes

Energiereiche Strahlung, und zu ihnen hat man auch die Röntgenstrahlung zu zählen, hat zwei Wirkungen auf den menschlichen Körper. Man muß unterscheiden zwischen der Wirkung auf die Körperzelle und damit auf das Leben des Individuums und auf die Keimzellen und damit auf Änderungen der Gattung.

Medizinische Erfahrungen lassen es für wünschenswert erscheinen, daß der einzelne Mensch in seinen ersten 30 Lebensjahren keine höhere Dosis als 10 r (10 Röntgen) aufnimmt. Dabei ist 1 r die Dosis, die in 1 cm³ Luft eine elektrostatische Ladungseinheit durch Ionisierung erzeugt. Menschen, die regelmäßig mit Strahlung zu tun haben, können auch einer höheren Dosis ausgesetzt sein. Man rechnet hier mit 5 r pro



Röntgenstrahlung bei Fernsehröhren für 100 μA Strahlstrom in 1 m Abstand

Jahr, entsprechend 0,3 r pro Woche. Diese und alle aus ihnen abgeleiteten Zahlen beziehen sich auf homogene Bestrahlung des ganzen Körpers. Inhomogene Bestrahlung, wie sie meist auftritt und außerdem die geringe Eindringtiefe der bei Fernsehröhren in Frage kommenden Röntgenstrahlung bringen wesentliche Sicherheitsfaktoren.

Das Bild zeigt die bei Fernsehröhren mögliche Dosis in Abhängigkeit von der Glasdicke und bei 1 m Abstand. Dabei ist zu beachten, daß hier kein quadratischer Anstieg der Intensität mit verringertem Abstand auftritt, was man sich durch die stark absorbierende Wirkung des Glases leicht erklären kann. In der Praxis wird die direkt am Schirm auftretende Strahlung immer noch um eine Größenordnung unter der natürlichen Dosis, der der Mensch grundsätzlich ausgesetzt ist, liegen. Am Konus liegt dieser Wert etwa um den Faktor 6 unter der natürlichen Dosis.

Wenn man mit einem täglich dreistündigen Aufenthalt in 2 m Abstand von einem Fernsehschirm rechnet, so ergibt sich ohne Berücksichtigung der Schutzscheibe eine Dosis von 10^{-2} mr pro Jahr. Demgegenüber muß man bedenken, daß die Menschheit aus der kosmischen Strahlung einer Dosis von 35 mr pro Jahr, aus der Umgebung, dem Gestein der Erde, einer Dosis von 70 mr pro Jahr und an innerer Strahlung, also solcher, die aus Bestandteilen des Körpers selbst entsteht, von etwa 22 mr pro Jahr ausgesetzt ist. Jedenfalls ist es beruhigend zu wissen, daß die vom Fernseher ausgehende Dosis noch unter derjenigen einer Armbanduhr liegt!

Referat von Dr. C. Reuber über einen Vortrag von E. Zieler auf der Jahrestagung der Fernsehtechnischen Gesellschaft in Berlin 1957 aus „radio mentor“ Nr. 11 (1957) S. 751/752.

WILHELM CONRAD RÖNTGEN



Vor 35 Jahren, am 10. Februar 1923, starb in München im Alter von 78 Jahren Wilhelm Conrad Röntgen, Physiker und einer der größten Wohltäter der Menschheit. Er wurde am 27. März 1845 in Lennep im Rheinland geboren, besuchte die Oberschule in Utrecht (Holland), die er aber wegen Beteiligung an einem Schülerstreik wieder verlassen mußte, wandte sich danach der Technik zu, besuchte eine Maschinenbauschule und das Polytechnikum in Zürich, wurde Maschineningenieur und promovierte zum Doktor. Röntgen befaßte sich hauptsächlich mit physikalischen Problemen, untersuchte während seiner Tätigkeit am Würzburger Lehrstuhl für Physik um 1890 die Hittorfschen Entladungserscheinungen und entdeckte am 8. 11. 1895 eine zunächst unerklärliche Fluoreszenz einiger Kristalle und damit die nach ihm benannten „Röntgenstrahlen“, auch als X-Strahlen bezeichnete elektromagnetische Strahlen, die auch für die spätere Herstellung von Leuchtmassen wichtig wurden und mit denen man sowohl die Körper von Lebewesen (Menschen und Tieren) als auch lebloses Material (Metalle, Holz usw.) durchleuchten kann. Am 28. 12. 1895 machte Röntgen in der Würzburger Physikalisch-Medizinischen Gesellschaft seine ersten Mitteilungen über „Eine neue Art von Strahlen“, womit nicht nur ein neues Kapitel der Physik, sondern auch der Medizin begann, da die Ärzte nunmehr in der Lage waren, krankhafte Veränderungen im Inneren des Körpers zuverlässiger zu erkennen. 1896 wies Röntgen nach, daß man diese Strahlen auch zur Materialprüfung verwenden kann. 1901 erhielt er für diese umwälzende Entdekkung den Nobelpreis. Nachdem er am 23. 1. 1906 vor der Physikalisch-Medizinischen Gesellschaft in Würzburg einen Vortrag über seine Strahlen gehalten hatte, wurde vorgeschlagen, diese X-Strahlen „Röntgenstrahlen“ zu nennen. Röntgen lehrte noch bis 1920 in München.

Schulze-Manitius

Ing. MANFRED BERKLING



Der Elektrolytkondensator in der Transistorschaltungstechnik

Die Verwendung des Flächentransistors in der Niederfrequenzverstärkertechnik bedingt gleichzeitig den Einsatz von Elektrolytkondensatoren an verschiedenen Stellen der Schaltung, so z. B. als Koppelkondensatoren in der wohl am gebräuchlichsten RC-Kopplung zwischen zwei in Emitterschaltung arbeitenden Transistoren oder als Überbrückungskondensator zur Aufhebung einer unerwünschten Gegenkopplung durch einen aus Stabilitätsgründen notwendigen Emitterwiderstand. Die Dimensionierung dieser Kondensatoren hinsichtlich ihrer notwendigen Kapazität erfolgt in bekannter Weise unter Berücksichtigung der tiefsten zu übertragenden Frequenz bzw. eines bei dieser Frequenz vorgegebenen noch zulässigen Verstärkungsabfalls. Bei den niedrigen in der Transistortechnik vorkommenden Widerständen in Form des Eingangswiderstandes oder eines Emitterwiderstandes ist es durchaus keine Seltenheit, wenn hier Kapazitäten von 100 μF verwendet werden müssen. In letzter Konsequenz entscheidend für die Wirkung ist jedoch nicht die Größe der Kapazität, sondern der Scheinwiderstand des Kondensators. Ohne Rücksichtnahme auf eventuelle Verluste läßt sich dieser aus der gegebenen Kapazität und der Frequenz berechnen:

$$|\mathfrak{R}_c| = \frac{1}{\omega C}. \qquad (1)$$

R C

Bild 1: Ersatzschaltbild eines Elektrolytkondensators

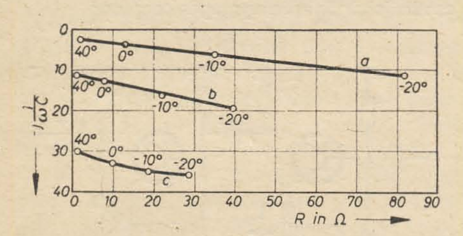


Bild 2: Scheinwiderstandsverlauf verschiedener Elektrolytkondensatoren in Abhängigkeit von der Temperatur. Meßfrequenz 500 Hz

a) 100-μF-Kondensator, Kondensatorenwerk Gera
b) 25-μF-Kondensator, Kondensatorenwerk Freiberg
c) 10-μF-Kondensator, Tonmechanik Weißensee

Diese Beziehung gilt nicht mehr in vollem Umfange für einen Elektrolytkondensator. Der Grund dafür sind die im Kondensator auftretenden Verluste, die sich im Ersatzschaltbild als ein reeller Widerstand in Reihe zur Kapazität darstellen lassen (Bild 1). Das hat zur Folge, daß der tatsächliche Scheinwiderstand immer größer ist als er nach Gl. (1) zu erwarten gewesen wäre.

Besondere Beachtung verdient diese Tatsache, wenn es sich darum handelt, für die Schaltung eine bestimmte Konstanz bei Temperaturänderung zu fordern. Der im Ersatzschaltbild des Elektrolytkondensators erscheinende Verlustwiderstand ist stark temperaturabhängig, und zwar wird er mit fallender Temperatur sehr schnell größer. Bild 2 zeigt den Scheinwiderstandsverlauf verschiedener Kondensatortypen in Abhängigkeit von der Temperatur. Man erkennt, daß bereits bei einer Temperatur von $-10°$ C Verlustwiderstände in der Größenordnung von 20 bis 40 Ω auftreten. Zugleich ist der kapazitive Widerstand doppelt so groß bzw. die Kapazität nur noch halb so groß wie bei Normaltemperatur. Es ist leicht einzusehen, daß derartige Effekte die Funktion z. B. eines Verstärkers bei tiefen Temperaturen stark in Frage stellen können. Wesentlich günstiger verhalten sich Tantalelektrolytkondensatoren, die jedoch z. Z. noch nicht im Handel sind. Durch geeignete Maßnahmen muß erreicht werden, daß die angedeuteten Scheinwiderstandsänderungen des Elektrolytkondensators keine Verminderung der Verstärkung mit sich bringen.

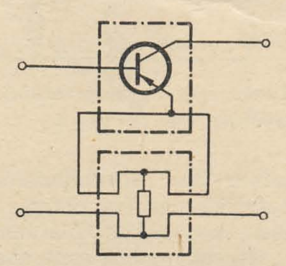


Bild 3: Transistor mit Emitterwiderstand als Reihenschaltung zweier Vierpole

Zunächst soll der Einfluß eines unüberbrückten Emitterwiderstandes untersucht werden. Es ist bekannt, daß das Einfügen eines Emitterwiderstandes eine Gegenkopplung bewirkt, die sich in einer Verminderung der Verstärkung ausdrückt. Rechnerisch läßt sich dies, ähnlich wie aus der Röhrentechnik bekannt, durch die Einführung von neuen Kennwerten, die den Einfluß des Emitterwiderstandes darstellen, erfassen. Vierpoltheoretisch kann man den Transistor mit Emitterwiderstand als eine Reihenschaltung zweier Vierpole auffassen (Bild 3). Mathematisch wird dies durch die Addition der Widerstandsmatrizen der Einzelvierpole ausgedrückt.

Dazu muß man zunächst eine Umwandlung der gegebenen h-Matrix in die Widerstandsmatrix und danach eine Rückverwandlung wieder in die h-Matrix vornehmen, was dann die nunmehr gültigen Parameter ergibt, die jetzt eine Funktion des Emitterwiderstandes $\mathfrak{R}_e$ sind:

$$\hat{h}_{11} = \frac{h_{11} + \mathfrak{R}_e (1 + h_{21})}{1 + h_{22} \cdot \mathfrak{R}_e}, \qquad (2)$$

$$\hat{h}_{12} = \frac{h_{12} + h_{22} \cdot \mathfrak{R}_e}{1 + h_{22} \cdot \mathfrak{R}_e}, \qquad (3)$$

$$\hat{h}_{21} = \frac{h_{21} - h_{22} \cdot \mathfrak{R}_e}{1 + h_{22} \cdot \mathfrak{R}_e}, \qquad (4)$$

$$\hat{h}_{22} = \frac{h_{22}}{1 + h_{22} \cdot \mathfrak{R}_e}. \qquad (5)$$

Die Formel für die Spannungsverstärkung einer Transistorstufe lautet

$$|V_u| = \left| \frac{h_{21}}{\Delta h + \frac{h_{11}}{R_L}} \right|, \qquad (6)$$

wobei R_L den Last- bzw. Arbeitswiderstand bedeutet.

Die sämtlichen hier mit den Parametern der Blockschaltung (h-Parameter) angegebenen Beziehungen gelten selbstverständlich auch für die Emitter- und Kollektorschaltung, wenn man die entsprechenden umgerechneten h'- bzw. h''-Parameter einsetzt. Ein praktisches Beispiel soll die Auswirkungen erkennen lassen. Für einen Transistor in Emitterschaltung sei:

$$h'_{11} = 1000\ \Omega,$$
$$h'_{12} = 2 \cdot 10^{-4},$$
$$h'_{21} = 40,$$
$$h'_{22} = 50 \cdot 10^{-6}\ \text{S},$$
$$\Delta h' = 42 \cdot 10^{-3},$$
$$R_L = 2000\ \Omega.$$

Damit ergibt sich für die Spannungsverstärkung nach Gl. (6)

$$|V'_u| = 74.$$

Nimmt man nun an, daß der Scheinwiderstandsbetrag von $\mathfrak{R}_e$ einen Wert von 40 Ω erreicht, dann ergeben sich die nachstehend nach den Gleichungen (2) bis (5) errechneten neuen Parameter. Dabei wurde als zulässige Vereinfachung $|\mathfrak{R}_e|$ als reelle Größe angenommen.

$$\hat{h}'_{11} = 2640\ \Omega,$$
$$\hat{h}'_{12} = 22 \cdot 10^{-4},$$
$$\hat{h}'_{21} = 40,$$
$$\hat{h}'_{22} = 50 \cdot 10^{-6}\ \text{S},$$
$$\Delta \hat{h}' = 44 \cdot 10^{-3}.$$

Nunmehr ist die Spannungsverstärkung

$$|\hat{V}'_u| = 29.$$

Das sind aber nur noch etwa 40% der ursprünglichen Spannungsverstärkung. Mit einigen Vernachlässigungen kann man diese Rechnung auch wesentlich einfacher und für die Praxis mit genügender Genauigkeit durchführen, indem man, ähnlich wie bei einer Röhre mit Steilheit und Gegenkopplungsgrad rechnet. Unter der

Bedingung, daß in Basisschaltung $h_{21} \approx 1$ und $h_{12} \ll 1$ ist, kann man für die Steilheit des Transistors setzen

$$S = \frac{1}{h_{11}}. \qquad (7)$$

Da S für die Basis-, die Emitter- und für die Kollektorschaltung den gleichen Wert hat, wird, wenn man Gl. (7) in Gl. (6) einsetzt:

$$|V'_u| \approx S \cdot R_L \qquad (8)$$

(jetzt wieder auf die Emitterschaltung bezogen)

und

$$|\hat{V}'_u| \approx \frac{S \cdot R_L}{1 + S \cdot \mathfrak{R}_e}. \qquad (9)$$

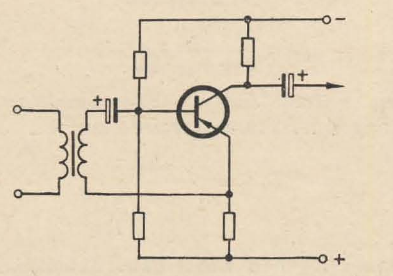


Bild 4: Transistorstufe mit Eingangsübertrager ohne Stromgegenkopplung

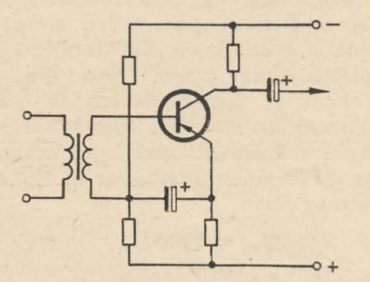


Bild 5: Transistorstufe mit Eingangsübertrager ohne Stromgegenkopplung

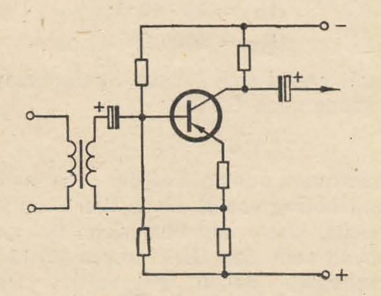


Bild 6: Transistorstufe mit Eingangsübertrager mit Stromgegenkopplung

Mit den angegebenen Werten erhält man

$$S = 41 \cdot 10^{-3} \frac{A}{V},$$
$$V'_u = 82,$$
$$\hat{V}'_u = 31.$$

Wie bereits eingangs bemerkt wurde, ist es durchaus möglich, daß diese auftretenden temperaturabhängigen Verstärkungsminderungen ihre Ursache in der Zunahme des Verlustwiderstandes im Elektrolytkondensator haben; sie sind sehr unangenehm und in den meisten Fällen nicht tragbar. Andererseits ist es aber erforderlich, möglichst große Emitterwiderstände zu verwenden, um damit eine

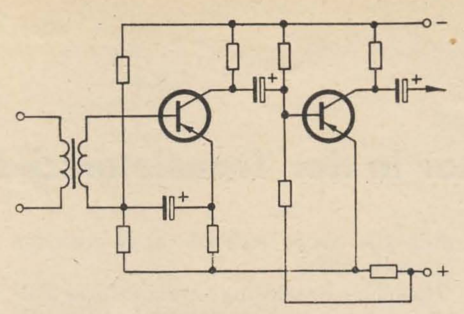


Bild 7: Zweistufiger Transistorverstärker ohne Stromgegenkopplung

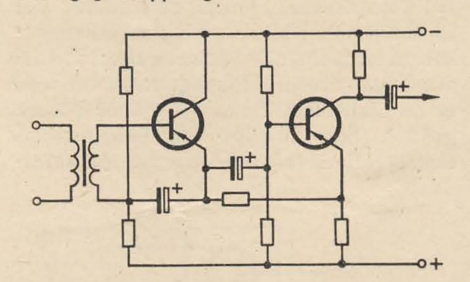


Bild 8: Zweistufiger Transistorverstärker ohne Stromgegenkopplung

Stabilisation des Arbeitspunktes und einen Ausgleich der Transistorexemplarstreuungen zu erreichen. Die damit verbundene Gegenkopplung kann aber nicht in allen Fällen in Kauf genommen werden. Eine Möglichkeit, die durch den Stabilisierungswiderstand bedingte Gegenkopplung auszuschalten, bietet die Schaltung nach Bild 4 durch die Verwendung eines Eingangsübertragers, dessen Sekundärseite wechselstrommäßig direkt an Emitter und Basis geführt wird. Eine weitere Variante dieser Schaltung ist im Bild 5 angegeben. Selbstverständlich können z. B. zur Erhöhung des Eingangswiderstandes oder aus anderen Gründen für beide Schaltungen beliebig große Gegenkopplungen realisiert werden (Bild 6). Der jetzt noch notwendige Kondensator ist wesentlich unkritischer, da dieser immer in bezug auf einen relativ großen Widerstand arbeitet, so daß ungünstigstenfalls durch Spannungsteilung ein Verstärkungsrückgang um 5 bis 10% zu erwarten ist.

Bei einem zweistufigen RC-gekoppelten Verstärker kann man durch die in den Bildern 7 und 8 angedeuteten Schaltungen eine durch den Emitterwiderstand bedingte Gegenkopplung verhindern. Bei der flüchtigen Betrachtung der ersten Stufe im Bild 8 könnte man annehmen, daß es sich hierbei um eine Kollektorstufe handelt. Dies ist jedoch nicht der Fall, da die Eingangsspannung nicht zwischen Basis und Kollektor, sondern wie üblich zwischen Basis und Emitter zugeführt wird. Der Arbeitswiderstand liegt in diesem Falle in der Emitterleitung, damit ist auch die zu erwartende Verstärkung die gleiche wie die einer normalen Emitterschaltung ohne Gegenkopplung.

Zu beachten ist bei allen Schaltungen mit unüberbrücktem Emitterwiderstand, daß dieser damit ein Teil des Lastwiderstandes ist, was besonders bei Leistungsstufen bei der Festlegung des günstigsten Arbeitswiderstandes zu beachten ist. Eventuell kann man ihn in seiner Funktion als unbeabsichtigten Arbeitswiderstand durch einen entsprechend dimensionierten Elektrolytkondensator überbrücken, ohne bei fallender Temperatur gleichgroße unangenehme Folgen befürchten zu müssen, wie man es bei der Überbrückung eines eine Gegenkopplung bewirkenden Widerstandes tun müßte.

Eine weitere Möglichkeit zur Verringerung des verstärkungsmindernden Einflusses der Elektrolytkondensatoren bei tiefen Temperaturen besteht in der Einführung einer Gegenkopplung, nach Möglichkeit über zwei Stufen. Die übliche Schaltung dafür ist im Bild 9 dargestellt. Dabei soll man bestrebt sein, die Gegenkopplung der einzelnen Stufen möglichst gering zu halten und die ganze zur Verfügung stehende Gegenkopplung über beide Stufen zu legen, weil man damit hinsichtlich Stabilität, Frequenzgang und Klirrfaktor die günstigsten Eigenschaften erzielen kann. Daraus folgt, daß man den Widerstand R_1 möglichst kleinhalten wird. In den meisten Fällen liegt er in der Größenordnung von 50 bis 100 Ω und genügt somit zur Stabilisierung des Arbeitspunktes auch hinsichtlich der Exemplarstreuungen nicht. Damit ergibt sich die im Bild 10 gezeigte Schaltung, bei der zusätzlich ein größerer überbrückter Emitterwiderstand verwendet wird. Bei genügend großer Gegenkopplung bewirkt diese in gewissem Maße einen Ausgleich der Gesamtverstärkung, wenn sich in den Einzelstufen durch Einflüsse irgendwelcher Art Änderungen ergeben. Prinzipiell

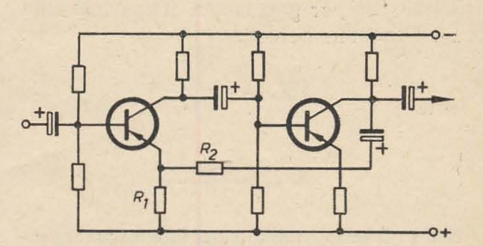


Bild 9: Zweistufiger Transistorverstärker mit zusätzlicher Spannungsgegenkopplung

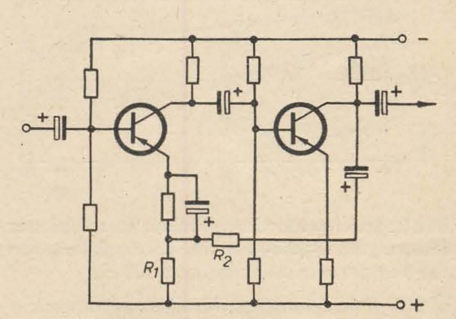


Bild 10: Spannungsgegenkopplung mit Stabilisierungswiderstand

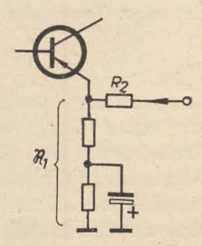


Bild 11: Ungünstige Einspeisung der Gegenkopplung nach Bild 10

die gleiche Wirkung hat bei normaler Temperatur die Zuführung der Gegenkopplungsspannung nach Bild 11, nur daß hierbei der Gegenkopplungsgrad und damit wiederum die Verstärkung durch den Überbrückungskondensator temperaturabhängig wird.
Außer der bis jetzt angegebenen spannungsproportionalen Gegenkopplung vom Kollektor des zweiten Transistors auf den Emitter des ersten Transistors läßt sich nach Bild 12 eine stromproportionale Gegenkopplung vom Emitter des zweiten Transistors auf die Basis des ersten Transistors realisieren. Auch hier ist zur Verwirklichung eines temperaturunabhängigen Gegenkopplungsgrades der zur Stabilisierung dienende und durch den Elektrolytkondensator überbrückte Widerstand auf das emitterseitige Ende zu legen. Selbstverständlich kann man in zweckentsprechender Weise mehrere der hier angeführten Schaltungsvarianten kombinieren und damit, in Verbindung mit Gleichstromstabilisierungsmaßnahmen durch Heißleiter usw., ein befriedigendes Optimum erreichen mit einer Verstärkungskonstanz, deren Abweichungen auch bei Temperaturen bis —30° C nur wenige Prozent beträgt.

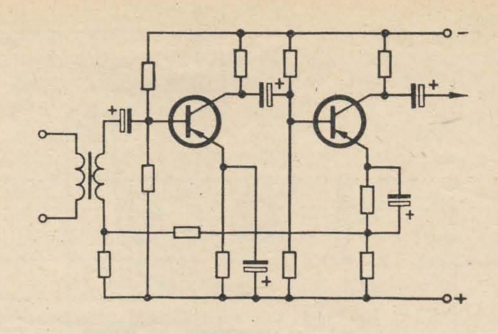


Bild 12: Stromgegenkopplung in einem zweistufigen Verstärker

Vergleich zwischen röhren- und transistorbestückten Autosupern

Bild 1 (s. S. 80) zeigt die vollständige Schaltung eines ausschließlich mit Röhren (2×EF 89, ECH 81, EBF 89 und EL 84) bestückten Autosupers und Bild 2 das Schaltbild eines Kraftwagenempfängers mit einer Transistorgegentaktendstufe (2× TF 80/30, Siemens). Bei beiden Geräten handelt es sich um Empfänger der Firma Blaupunkt aus der Serienfertigung; das Röhrengerät ist im vergangenen Jahr unter der Bezeichnung „Hamburg“, der teiltransistorisierte Autosuper zur diesjährigen Funkausstellung unter dem Namen „Wiesbaden“ herausgekommen.
Schaltung und Aufbau der HF- und ZF-Teile beider Geräte sind im wesentlichen gleich. Dementsprechend ist auch die Eingangsempfindlichkeit beider Geräte etwa die gleiche. In beiden Geräten wird als Vorstufe die EF 89 und als Misch/Oszillatorstufe die ECH 81 verwendet. An Stelle der ZF-Röhre EF 89 im „Hamburg“ ist im „Wiesbaden“ die EBF 89 eingesetzt. Eines der besonderen Kennzeichen des „Wiesbaden“ ist die geringe Anodenspannung von 63 V, mit der die im HF- und ZF-Teil sowie die in der Treiberstufe eingesetzten Röhren auskommen, während der Anodenspannungsbedarf beim reinen Röhrengerät 210 V beträgt. Diese verhältnismäßig hohe Anodenspannung ist notwendig, weil die Endröhre EL 84 nur bei Spannungen über 200 V die geforderte Endleistung von etwa 3 W abgibt. Beim „Wiesbaden“ benötigt man für die Transistorgegentaktendstufe nur 7 V, die direkt der Wagenbatterie entnommen werden können, um die volle Ausgangsleistung von 4 W (!) zu erreichen.
Der mechanische Zerhacker des „Hamburg“ muß 210 V bei 30 mA mit verhältnismäßig geringem Wirkungsgrad, der Transverter des „Wiesbaden“ dagegen nur 63 V bei 14 mA Belastung (mit wesentlich besserem Wirkungsgrad) liefern. Weiter ist durch den Fortfall der Endröhre (I_f = 0,76 A) neben dem Anodenstrombedarf auch der Heizstrombedarf des „Wiesbaden“ geringer als der des „Hamburg“.
Bei einem Vergleich der beiden Schaltbilder fällt ferner auf, daß im Röhrengerät als NF-Vorverstärkerröhre das Pentodensystem der EBF 89 benutzt wird, während im „Wiesbaden“ eine Leistungsröhre, die EL 95, eingesetzt ist. Dies ist notwendig, weil zur Aussteuerung der Transistorgegentaktendstufe eine gewisse Leistung erforderlich ist, die von der Treiberröhre EL 95 bei 63 V Anodenspannung aufgebracht werden muß.
Im „Wiesbaden“ mit der Transistorendstufe ist die richtige Anpassung des Ausgangsübertragers noch wichtiger als im Röhrengerät. Der induktive Anteil des Widerstandes der Lautsprecherschwingspule stört bereits die optimale Anpassung und wirkt sich durch hörbare Verzerrungen aus, sofern dieser Einfluß nicht kompensiert wird. Um die unerwünschte Wirkung des Blindwiderstandes der Schwingspule auszugleichen, wurde das RC-Glied R_{429}/C_{450} vorgesehen. Ungünstige Wiedergabeverhältnisse würde man zum Beispiel erhalten, wenn an Stelle des Lautsprechers mit dem vorgeschriebenen Schwingspulenwiderstand ein anderer mit zu großem oder zu kleinem Widerstand verwendet würde. Durch das Parallelschalten von mehreren 5-Ω-Lautsprechern könnten sogar die Transistoren überlastet und zerstört werden.
Der optimale Arbeitspunkt für die Transistorgegentaktstufe wird am Potentiometer R_{437} einmal so eingestellt, daß der Kollektorstrom beider Transistoren bei 7 V Batteriespannung 120 mA beträgt.
Für den praktischen Betrieb der Autosuper sind zwei verschiedene Batteriespannungen interessant, und zwar 6,3 V (bzw. 12,6 V) und 7 V (bzw. 14 V). Während der Fahrt, während der die Lademaschine des Wagens in Betrieb ist, muß man mit Spannung zwischen 6 und 8 V (12 und 14 V) rechnen. Die Höhe der Spannung hängt von der Lademaschine und von der Belastung ab. Sie wird kleiner sein, wenn während langer Nachtfahrten die großen Scheinwerfer, womöglich noch der Scheibenwischer und dazu das Autoradio, eingeschaltet sind; 7 V gelten als Mittelwert während der Fahrt, und 6.3 V ist die Batteriespannung bei stillstehendem Motor. Bei 7 V ist die erzielte Ausgangsleistung größer als bei stillstehendem Motor. Im letzteren Falle — also bei etwa 6,3 V Batteriespannung — ist entsprechend die Stromentnahme geringer als bei vollaufendem Motor. Die geringere Stromaufnahme beim Stillstand ist ebenso vorteilhaft wie die größere Ausgangsleistung während der Fahrt. Das gilt natürlich für Transistorgeräte ebenso wie für Röhrenempfänger.
Zur Temperaturkompensation und zur Gewährleistung der optimalen Einstellung des Arbeitspunktes ist ein NTC-Widerstand (R_{440}) eingebaut. Erhöht sich z. B. bei abnehmender Temperatur sein ohmscher Widerstand, wird die Basis der Transistoren gegenüber dem Emitter negativer und gegenüber dem Kollektor weniger positiv. Durch diese automatischen Potentialverschiebungen bei Temperaturänderungen bleibt der einmal eingestellte Arbeitspunkt, unabhängig von der Umgebungstemperatur, stets optimal.
Der Transverter des Autosupers „Wiesbaden“ mit dem Transistor TF 77/30, der gegenüber einem üblichen mechanischen Zerhacker eine beträchtliche Raumersparnis ermöglichte, muß aus der 7-V-Batteriespannung 63 V Anodenspannung bei etwa 14 mA Strombedarf erzeugen. Die Arbeitsfrequenz des Gleichspannungswandlers liegt bei 10000 Hz; diese verhältnismäßig hohe Frequenz bietet die Möglichkeit, den Transformator Tr_{403} und die Siebmittel wesentlich kleiner zu halten als die entsprechenden Teile des Röhrenautosupers „Hamburg“, dessen mechanischer Zerhacker mit einer Frequenz von 100 Hz arbeitet.
Die Arbeitsweise des elektronischen Zerhackers ist folgende: Die Batteriespannung (7 V) wird durch den Transistor TF 77/30 durch elektronische Steuerung in schnellem Wechsel unterbrochen. Diese periodischen Spannungsunterbrechungen werden durch eine Art Sperrschwingerschaltung erreicht, deren Arbeitsweise an Hand der im Bild 3 (s. S. 81) gezeichneten Kurven erläutert sei. Voraussetzung für die Arbeitsbereitschaft des Transistors TF 77/30 ist eine gegenüber dem Emitter negative Basisspannung. Dieses negative Basispotential wird am Spannungsteiler R_{433}/R_{434} abgegriffen, der parallel zur Wagenbatterie liegt. Nach dem Einschalten des Gerätes erhält die Basis des Transvertertransistors über L_2 von Tr_{403} automatisch die richtige negative Vorspannung. Zwischen Emitter und Kollektor liegt die Batteriespannung von 7 V; durch L_1 von

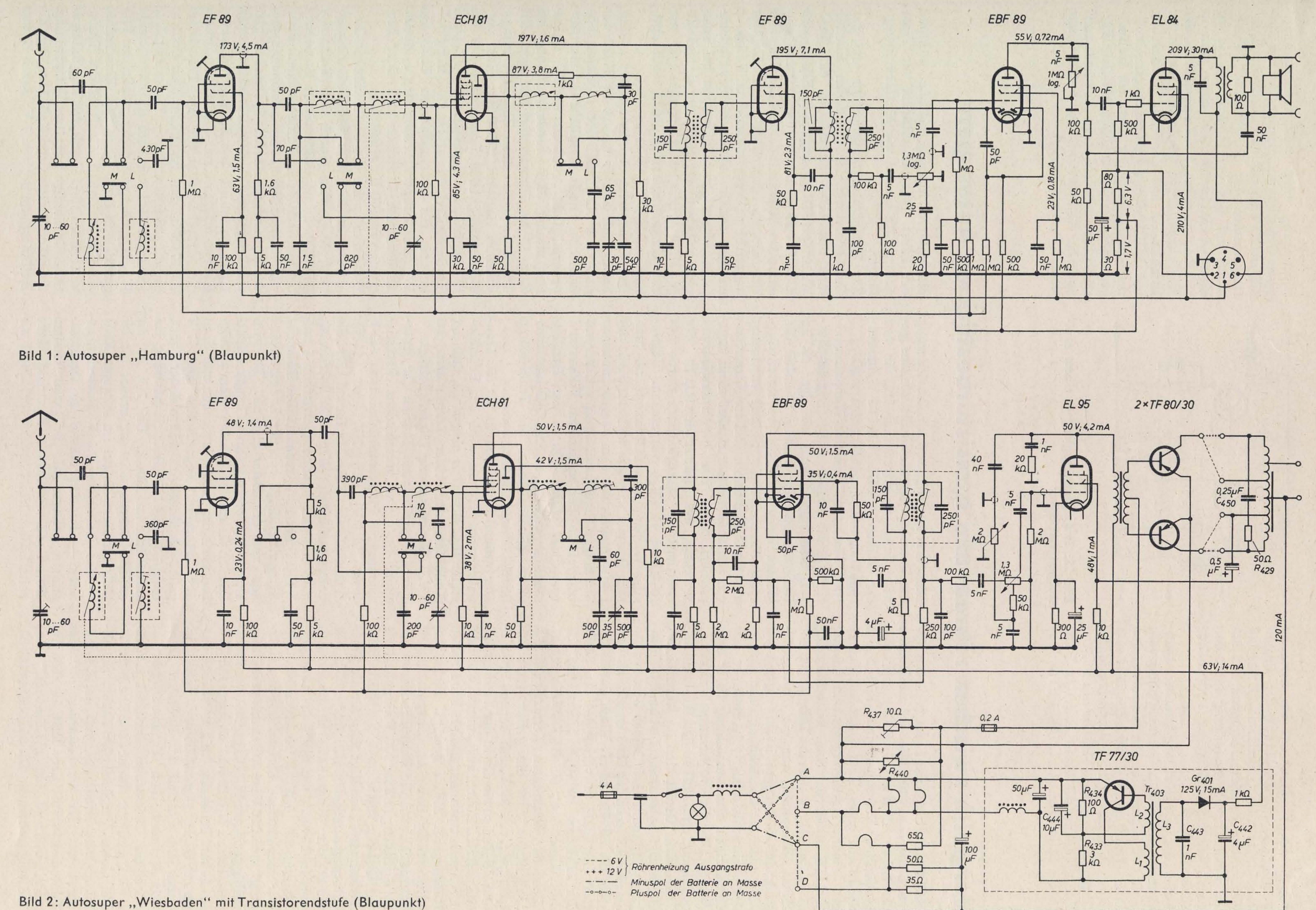


Bild 1: Autosuper „Hamburg" (Blaupunkt)

Bild 2: Autosuper „Wiesbaden" mit Transistorendstufe (Blaupunkt)

Tr_{403} kann somit ein Kollektorstrom $-I_C$ fließen, der, von Null beginnend, angenähert linear zunimmt. Dieser Anstieg von $-I_C$ während der Öffnungszeit des Transistors ist im ersten Teil des Diagramms (Bild 3b) dargestellt. Solange I_C in negativer Richtung ansteigt, wird in den Wicklungen L_2 und L_3 eine annähernd konstante Spannung induziert.

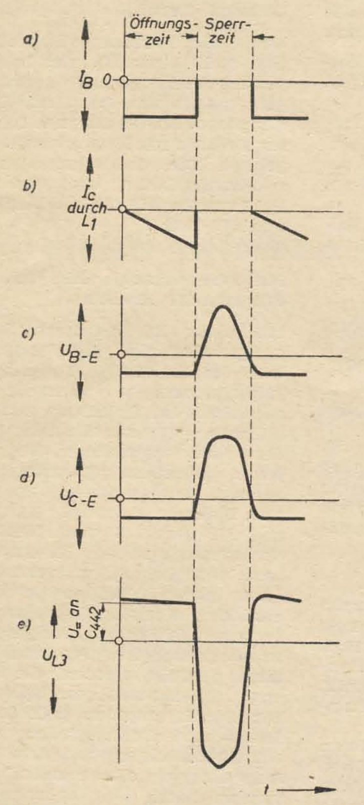


Bild 3: Strom- und Spannungsverlauf im Transverter

Die angenähert konstante Spannung an L_2 ist durch das Spannungsdiagramm U_{B-E} im Bild 3c), die im Wicklungsteil L_3 induzierte Spannung im Bild 3e) dargestellt. Wegen der in L_2 induzierten Spannung kann zwischen Basis und Emitter ein ebenfalls konstanter Basisstrom I_B (Bild 3a) fließen. Dieser Basisstrom fließt über R_{434}. Während der Öffnungszeit wird, wie bereits erwähnt, durch den Stromanstieg in L_1 im Wicklungsteil L_3 eine angenähert konstante Spannung induziert (Bild 3e). Während der Öffnungszeit des Transistors ist aber auch der Gleichrichter Gr_{401} geöffnet, so daß der Ladekondensator C_{442} (4 μF) aus der in L_3 induzierten Spannung über Gr_{401} aufgeladen wird. Die sich hierbei ergebende Spannung an C_{442} ist im Bild 3e) durch einen Pfeil zwischen der Nullinie und dem positiv gerichteten Wert der Spannungskurve dargestellt. Hat der Strom $-I_C$ durch L_1 den größten Wert erreicht (Bild 3b), so werden in L_2 und L_3 keine Spannungen mehr induziert, Blockstrom (Bild 3a) und Kollektorstrom (Bild 3b) werden Null. Durch den Fortfall der in L_3 induzierten Spannung wird auch Gr_{401} gesperrt und die Aufladung von C_{442} beendet. Der Transistor sperrt.

Während der Öffnungszeit wirkt ein Teil des Stromes als Magnetisierungsstrom für Tr_{403}, der zugleich als Energiespeicher dient. Diese gespeicherte elektromagnetische Energie wird während der Sperrzeit umgesetzt. Es entsteht ein Spannungsstoß, dessen negativ gerichtete Amplitude vom Energieumsatz zwischen magnetischer und elektrischer Energie abhängt. Sie ist außerdem durch die Größe von C_{443} beeinflußbar, denn durch die gespeicherte magnetische Energie wird der Kreis L_3/C_{443} zum Schwingen angeregt. Die Größe von C_{443} ist so gewählt, daß die Sperrzeit des Transistors fast so groß wie die Öffnungszeit wird. Durch diesen verhältnismäßig langsamen Energieaustausch (großer Wert von C_{443} $\approx$ 1 nF) ist die Amplitude des negativen Spannungsstoßes während der Sperrzeit nicht allzu groß. Bei der Öffnung der Diode Gr_{401} ist die Ladekapazität C_{442} über die Diode dem Schwingkreis parallel geschaltet, der dadurch so stark bedämpft wird, daß die Schwingung abreißt und der Betriebszustand, wie er zu Beginn der Öffnungszeit bestand, wiederhergestellt ist.

Zum Schluß sei noch die Aufgabe des Kondensators C_{444} (10 μF) erläutert: Beim periodischen Ein- und Ausschalten des Transistors benötigen die Übergänge (das Abfließen der Ladungsträger über Spulen und Widerstände) eine gewisse Zeit. Hierdurch entstehen Übergangsverluste, durch die der Wirkungsgrad des Transverters erheblich herabgesetzt werden kann. Die den Wirkungsgrad beeinflussenden Übergangszeiten könnte man verkleinern, indem man den Basiswiderstand R_{434} kleiner macht. Da dieser aber ein Teil des Spannungsteilers R_{434}/R_{433} ist, läßt er sich nicht beliebig klein wählen. Schaltet man aber parallel zu R_{434} den Kondensator C_{444}, so wirkt sich dieser während der Übergangszeit so aus, als würde R_{434} eine momentane Verkleinerung seines Wertes erfahren. Die Ladungsträger werden schneller abtransportiert und der Wirkungsgrad wird verbessert. *tae-*

Vorschlag zur Errichtung eines zentralen Meßgeräteverleihs

In jedem Jahre werden große Summen Investmittel für die Anschaffung von Meßgeräten an Forschungsstellen, Institute und Betriebe vergeben. Ein nicht unerheblicher Teil der Geräte stammt aus Importen, die fast ausschließlich in harter Währung zu bezahlen sind.

Die angeschafften Geräte werden für bestimmte Aufgaben ohne weiteres benötigt, aber wie werden sie in der Praxis ausgenutzt? Ich behaupte, daß ein großer Teil, besonders die teuren Spezialgeräte, nur 10 bis 20 Tage im Jahre benutzt werden.

Deshalb schlage ich vor, für die Deutsche Demokratische Republik einen Zentralen Meßgeräteverleih zu schaffen. Einsparung jährlich mindestens 5000000,— DM und mehrere Mill. an Devisen.

Man wird mir entgegenhalten, daß dann ein großer Teil der wertvollen Geräte nur unvollkommen ausgenutzt wird, weiter, daß es darauf ankommt, daß das Gerät sofort greifbar ist, wenn es benötigt wird. Darauf möchte ich erwidern, daß heute oft ein bis zwei Jahre auf ein bestimmtes Gerät gewartet wird, weil

1. Devisen bekanntlich knapp sind und
2. unsere Produktionskapazität auf diesem Sektor nicht ausreicht.

Jeder Praktiker wird mir bestätigen „Meßmittel sind knapp!" Ferner wird die Frage nach der Instandhaltung der Geräte auftauchen. Es ist selbstverständlich notwendig, daß eine gewisse Anzahl von Ingenieuren für die Wartung zur Verfügung steht, denn in den Betrieben ist dies, leider oft in unzureichendem Maße, auch der Fall. Bei besonderen Spezialgeräten, d. h. wo Überwachung, Eichung usw. besonderen Aufwand verlangen, könnte dies im Auftrage bei den Herstellern durchgeführt werden.

Ich möchte zunächst nicht näher auf die Art der praktischen Durchführung, Festlegung der Gebühren, Amortisationsfragen, Fuhrpark usw. eingehen. Auf jeden Fall steht fest, daß dem gesamten Forschungs- und Entwicklungssektor geholfen würde.

In diesem Zusammenhang sei darauf hingewiesen, daß viele Betriebe, die bisher nur wenig mit der Elektrotechnik zu tun hatten, durch die Automatisierung gezwungen werden, Messungen und Entwicklungen auf diesem Gebiet durchzuführen, aber die entsprechenden Geräte fehlen und können einfach, z. T. aus Finanzierungsgründen, nicht schnell genug beschafft werden.

Viele, oft kleinere Betriebe können Entwicklungen und Versuche nicht durchführen, weil die erforderlichen Investmittel für die Anschaffung von Meßgeräten fehlen.

Die bisherigen kläglichen Versuche, den Meßgeräteverleih durch Einrichtung von Karteien bei den HV bzw. Zentralstellen der Institute zu organisieren, halte ich für völlig unzureichend, zumal hier die Betriebe meist sehr egoistisch handeln und ein wertvolles Gerät nicht verleihen wollen.

Bei Gesprächen mit Wissenschaftlern, die lange Zeit in der Sowjetunion tätig waren, wurde mir immer wieder bestätigt, daß in Moskau eine derartige Einrichtung besteht, die Meßgeräte vom Multizet bis zum Hochleistungsoszillografen und sonstige Spezialgeräte an alle entsprechenden Stellen in der SU verleiht. Welche Bedeutung man dem beimißt, soll noch die Tatsache unterstreichen, daß die Geräte oft mit dem Hubschrauber den entlegenen Instituten zur Verfügung gestellt wurden.

Ich hoffe, daß ich mit meinem Vorschlag eine Diskussionsgrundlage gegeben habe und daß sich die in Frage kommenden staatlichen Dienststellen mit meinem Vorschlag beschäftigen. *Horst Ehrcke, Berlin*

Nachrichten und Kurzberichte

▼ **Vor 25 Jahren** (3. 12. 1932) wurde in München-Ismaning der erste bayerische Mittelwellen-Großsender in Betrieb genommen. Seine Sendeleistung betrug 60 kW.

▼ **Versuche** über die Reflexion von Meterwellen während des Nordlichtes führen die Amateursender OZ 7 IGY (Dänemark) OE 7 IGY (Österreich), GB 3 IGY (England) und DL IGY (Bundesrepublik) im Rahmen des Internationalen Geophysikalischen Jahres durch. Die Sender arbeiten auf 145 MHz.

▼ **Ferngesteuert** wird das zur Zeit größte Wasserkraftwerk der Welt in Kuibyschew (2,1 Mill. kW) von Moskau aus über eine Entfernung von 900 km. Zu der Elektronenanlage gehört auch eine im Energieinstitut der Akademie der Wissenschaften der UdSSR entwickelte Rechenmaschine, mit der innerhalb von Sekundenbruchteilen Angaben über Energieerzeugung und -verbrauch verglichen und jeder Turbogenerator des Kuibyschewer Kraftwerkes auf den erforderlichen Betrieb eingestellt werden kann.

▼ **Eine Radio- und Fernsehverbindung** zwischen Norwegen und Schweden soll bis 1959 fertiggestellt werden. Damit wird Norwegen über Schweden auch an das Eurovisionsnetz angeschlossen sein.

▼ **Berichtigung für Nr. 24** (1957), S. 758: In der Tabelle der Fernsehsender sind die zur Zeit gültigen Frequenzen für die Sender Leipzig und Dresden vertauscht worden. Richtig heißt es also: Leipzig z. Z. 59,25/64,75 MHz, Dresden z. Z. 145,25/150,75 MHz.

Und wieder: Leipziger Frühjahrsmesse

Auch in diesem Jahr wird das Schwergewicht der Leipziger Frühjahrsmesse vom 2. bis 11. März auf dem Sektor Technik liegen, wo durch die immer stärkere Auslandsbeteiligung günstige Gelegenheiten zu einem internationalen Leistungsvergleich gegeben sind.

Unter den führenden Auslandsausstellern befinden sich die Sowjetunion, die Tschechoslowakei, England, Frankreich, Polen, Österreich, Belgien und die Schweiz.

Die Rundfunk- und Fernsehgeräteindustrie sowie die Plattenspieler- und Tonbandgerätehersteller der DDR werden ihre Erzeugnisse wiederum im Städtischen Kaufhaus in der Leipziger Innenstadt zur Schau stellen, während die Halle 18 auf dem Gelände der Technischen Messe wie üblich der Zubehörindustrie, der Meßgeräte- und Fernmeldetechnik zur Verfügung steht.

Das Sortiment der Fernsehempfänger wird durch drei neue Typen der RAFENA-Werke erweitert. „Derby" ist ein Tischgerät mit 12-Zoll-Bildröhre, „Carmen" eine Truhe mit dem „Derby"-Chassis, 43 - cm - Bildröhre und dem Rundfunkempfänger „Juwel", „Cranach" ein Tischempfänger mit 43-cm-Bildröhre und UKW-Rundfunkteil.

Das Gesetz über den 2. Fünfjahrplan der DDR

bestimmt u. a.: „Die Produktion ... der Nachrichtentechnik ist stark zu steigern, um die Modernisierung vieler Industrie- und Wirtschaftszweige zu beschleunigen und eine Steigerung des Exportes solcher Erzeugnisse zu ermöglichen.

Das Produktionsvolumen der im Aufbau befindlichen Betriebe für die Betriebsmeß-, Steuerungs- und Regelungstechnik ist bis 1960 gegenüber 1957 auf 145% zu erweitern.

Die Produktion moderner Nachrichtengeräte für den Bedarf der DDR und den Export ist besonders zu entwickeln. Hierbei ist vor allem die Produktion von Bauelementen, darunter die von Halbleitern, zu erweitern, um damit eine wichtige Voraussetzung für die Anwendung der neuen Technik auf den Gebieten des Nachrichtenwesens, des Rundfunks und des Fernsehens sowie auch in anderen Zweigen des Maschinenbaues, wie der Betriebsmeß-, Steuer- und Regelungstechnik und für den Bau elektronischer Rechengeräte, zu schaffen".

Die Produktion im Industriezweig Rundfunk- und Fernmeldetechnik ist 1958 auf 116% gegenüber der Produktion von 1957 zu steigern.

Aus unserer volkseigenen Industrie

Das Röhrenwerk „Anna Seghers" in Neuhaus am Rennweg, mehrfacher Republiksieger im Wettbewerb um die Wanderfahne des Ministerrats, realisierte seinen Plan für 1957 in allen Teilen mit 107% und stellte 34 000 Röhren im Werte von etwa 250 000 DM zusätzlich für das Programm der Massenbedarfsgütererzeugung her.

Die Arbeitsproduktivität stieg 1957 in diesem Werk im Vergleich zum Vorjahr auf 123%, wobei die Lohnsumme für Produktionsarbeiter im Jahresmittel mit 98,6% ausgeschöpft wurde.

Auf 150 %

soll die Produktion von Elektrolytkondensatoren für Rundfunk und Fernsehgeräte im Kondensatorenwerk Gera im Planjahr 1958 gegenüber 1957 gesteigert werden. Dabei wollen die Facharbeiter der Abteilung Elkobau die Selbstkosten um 5% senken und bis zum 1. Mai d. J. einen Planvorsprung von drei Tagen erreichen. Sie forderten ihre Kollegen in den anderen Abteilungen des Werkes sowie die Belegschaft des Kondensatorenwerkes Freiberg zum Wettbewerb auf.

Aus der sowjetischen Rundfunkindustrie

Einige Produktionsziffern

Ersten Angaben zufolge wurden 1957 in der SU etwa 20 Mill. Transistoren — darunter Typen mit einer Grenzfrequenz von 100 MHz —, mehr als 50 Mill. Röhren, etwa 4 Mill. Rundfunk- und 1 Mill. Fernsehgeräte hergestellt.

Die Produktion eines Transistorhörhilfegerätes,

das nur 129 g wiegt und mit einer Miniaturbatterie 100 Stunden lang betrieben werden kann, wurde vor kurzem aufgenommen.

Mit drei Flächentransistoren sind die im Bereich der Moskauer Ringbahn eingesetzten Verstärker für Kabelsuchgeräte bestückt.

Entwicklungen auf dem Fernsehgerätesektor

Im Ministerium für Radioindustrie wurde ein volltransistorisierter Fernsehempfänger entwickelt.

Ende vergangenen Jahres wurden in Leningrad die ersten Versuchs-Farbfernsehempfänger gebaut. Die Geräte sind mit 20- bzw. 15-Zoll-Bildröhre sowie 27 Röhren bestückt und auch für den Empfang von Schwarz-Weiß-Sendungen geeignet.

Die Technik der gedruckten Schaltungen

ist das Thema einer Vortragsreihe der Kammer der Technik Berlin, die am 22. 4. d. J. beginnt.

1. Übersichtsvortrag: Geschichtliches, Begriffsbestimmungen, Methoden und Verfahren.
2. Werkstoffe und Halbzeuge, Träger- und Leitermaterial.
3. Technologie der gedruckten Schaltungen, Siebdruck, Fotodruck, Ätzmethode.
4. Herstellung gedruckter Schaltungen, Bestückung mit Bauelementen, Tauchlötung.
5. Forderungen an die Bauelemente, Einfluß auf die Gestaltung, Sonderausführungen, Verpackung.
6. Fragen der Technik und Wirtschaftlichkeit bei der Automation unter Verwendung gedruckter Schaltungen.

Leiter dieser Vortragsreihe ist Dipl.-Ing. Guntram Seidel, Leiter der Arbeitsgruppe „Gedruckte Schaltungen" im Arbeitskreis Bauelemente der Nachrichtentechnik.

Der Lehrgang „Fernsehen"

im Vortrags- und Lehrprogramm der KdT Berlin für das erste Halbjahr 1958 hat bereits am 15. 1. begonnen. Er behandelt in 25 Doppelstunden die Antennentechnik, Studio-, Übertragungs- und Empfängertechnik.

Dieser Lehrgang wird von Herrn Ing. K. Häusler, Berlin, gehalten. Die Leitung hat Dr. Ing. P. Neidhardt, der Vorsitzende des Fachverbandes Elektrotechnik der KdT, Bezirk Groß-Berlin, übernommen.

Mit kompletter gedruckter Schaltung

brachte Grundig den Export-Kleinsuper Typ 50, ein 6-Röhren-7-Kreis-Gerät, heraus.

Zauberspiegel 437 (P) (Printed Circuit)

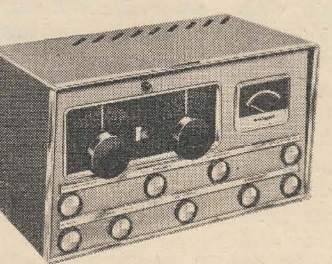
Auch die Fernsehgeräteproduktion stellt Grundig jetzt in größerem Umfang auf gedruckte Schaltungen um. Das Gerät Zauberspiegel 437 (P) ist auch in dieser Technik mit Klappchassis aufgebaut. Die drei Haupt-Druckschaltungsplatten umfassen die Baugruppen HF-Teil, Ablenkteil und NF-Teil.

Ein Fernsehkanalwähler mit gedruckten HF-Kreisen

mit einer EC 92-Gitterbasiseingangsstufe als HF-Verstärker wird im Heft 1 der Technischen Informationen von Grundig beschrieben. Im Gegensatz zu dem üblichen Trommelkanalwähler, der einen getrennten Abgleich jedes einzelnen Kanalstreifens bedingt, werden jeweils nur auf dem höchsten Kanal der Bänder I und III (Kanal 4 und Kanal 11) die Kreisspulen des HF-Bandfilters abgeglichen, während auf allen anderen Kanälen die erforderlichen Kreisinduktivitäten in Form von hintereinander geschalteten gedruckten Festinduktivitäten gebildet werden, die sehr enge Toleranzen gewährleisten. Die Oszillatorspulen (PCF 80 als Misch- und Oszillatorröhre) sind auf Spulenträgern auf dem Umfang einer Scheibe montiert und werden durch Messingkerne abgeglichen.

Der Kanalwähler ist für das UHF-Band IV vorgesehen. Für den Empfang der Dezisender ist ein zusätzlicher UHF-Teil erforderlich. Der gedruckte Kanalwähler arbeitet in diesem Fall als ZF-Verstärker.

Allband-Amateurempfänger in Baukastenform



Als Baukasten brachte die Knight Electronics Corp., USA, kürzlich ein Allband-Amateurgerät mit gedruckter Schaltung auf den Markt. Besonders hervorgehoben wird der ebenfalls als gedruckte Schaltung ausgeführte Bandschalter, durch den eine sehr einfache Bedienung möglich ist. Der Empfänger überstreicht das Frequenzband 540 kHz ··· 31 MHz in vier Bereichen. Für die 80 bis 10-m-Amateurbänder ist Bandspreizung vorgesehen. Weitere Schaltungseinzelheiten sind: abstimmbarer Störbegrenzer (Q-Muliplier), verzögerte Schwundregelung, Quarzeichgenerator. Die Empfindlichkeit ist 1,5 μV für ein Signal / Rausch - Verhältnis von 10 dB, die Selektivität ist variabel von 300 Hz bis 4,5 kHz bis 6 dB. Schalt- und Regeleinrichtungen sind u. a. vorgesehen für Bandspreizung, Bandabstimmung, Störbegrenzer, Hilfsoszillator für A_1, HF-Verstärkung, NF-Verstärkung.

Per Luftpost aus den USA

Unter dieser Rubrik schreibt Dettmer H. Otto in Nr. 1 (1958) des „radio mentor": „Im Fernsehgeschäft kann trotz des anhaltend umfangreichen Verkaufsvolumens der letzten Jahre bei den meisten Herstellern im Augenblick lediglich von „gewinnlosem Wohlstand" gesprochen werden. Überproduktion, Preisunterbietung „zwecks Einführung und Propaganda" und die in der letzten Zeit besonders auffallende Konzentration auf niedrige Preisklassen und Portables haben dazu beigetragen. Als Ergebnis des scharfen Konkurrenzkampfes verringerte sich die Zahl der US-Hersteller von 94 im Jahr 1951 auf 44 im Jahr 1957. Von den noch verbliebenen 44 können lediglich 15 als in der Industrie maßgeblich betrachtet werden.

WERNER OTTO

Radaranlagen mit Festzielunterdrückung Teil 3 und Schluß

Im Teil 2 dieses Beitrages in RADIO UND FERNSEHEN Nr. 2 (1958) S. 41 wurde gezeigt, daß bei Verwendung eines einfach begrenzenden ZF-Verstärkers die Unterdrückung eines Festzielrestes durch die Erhöhung der Verstärkung möglich ist, indem man die Rauschamplitude gleich der Amplitude des Festzielrestes macht. Gleichzeitig wurde nachgewiesen, daß sich bei großem Festzielrest eine Verschlechterung der Anzeige bewegter Ziele ergibt. Aus diesem Grunde soll die Videoamplitude von Festzielen so klein wie möglich gehalten werden. Die Anforderungen, die zur Erzielung einer bestimmten Festzieldämpfung an die Stabilität der einzelnen Baugruppen gestellt werden müssen, werden in dem nun folgenden Teil untersucht werden.

Zunächst soll die zulässige Frequenzabweichung des stabilen Oszillators bestimmt werden. Nimmt man die Echoamplitude E_o infolge der Begrenzung des Empfängers als konstant an, so ergibt sich als maximale Ausgangsamplitude für ein mit optimaler Geschwindigkeit bewegtes Ziel der Betrag $P_o = 2\,E_o$, entsprechend der Phasenänderung der Echospannung in der Impulsintervallzeit T um $\Delta\varrho = 180°$. Durch den Frequenzweglauf des Lokaloszillators $\Delta\omega_s$ in der Zeit zwischen zwei Sendeimpulsen T

$$\Delta\omega_s = T \cdot \frac{d\,\omega_s}{dt} \tag{1}$$

ergibt sich nun eine Änderung der Phasenlage zweier aufeinanderfolgender ZF-Echoimpulse um

$$\Delta\varrho = t_e \cdot \Delta\omega_s. \tag{2}$$

Die Phasenänderung ist also proportional der Frequenzabweichung $\Delta\omega_s$ und der Impulslaufzeit t_e bzw. der Zielentfernung e. Das ist darauf zurückzuführen, daß der kohärente Oszillator bei jedem Sendeimpuls durch die Phasenlagen des Magnetronimpulses und der Spannung des stabilen Lokaloszillators neu synchronisiert wird. Bei einer Zielentfernung e = 0 ist also auch bei unstabilem Lokaloszillator die Phasendifferenz zweier aufeinanderfolgender Echoimpulse $\Delta\varrho_{(t=o)} = 0$. Mit größer werdender Zielentfernung e bzw. Impulslaufzeit t_e wird dann bei bestimmtem Frequenzweglauf des Lokaloszillators die Phasenänderung zweier aufeinanderfolgender Echoimpulse größer.

Für die Ausgangsspannung am Phasendetektor ergab sich nach Gl. (10) im Teil 2

$$p = P_o \cdot \sin\varrho(t).$$

Leitet man die Gleichung nach ϱ ab, so wird

$$\frac{dp}{d\varrho} = P_o \cdot \cos\varrho.$$

Daraus ergibt sich

$$\frac{dp}{P_o} = \cos\varrho \cdot d\varrho$$

mit dem Maximalwert

$$\frac{\Delta P}{P_o} = \Delta\varrho. \tag{3}$$

Setzt man Gl. (1) und (3) in Gl. (2) ein, so erhält man den Festzielrest, bezogen auf die Maximalamplitude eines mit optimaler Geschwindigkeit bewegten Zieles

$$\frac{\Delta P}{P_o} = t_e \cdot T \cdot \frac{d\,\omega_s}{dt}. \tag{4}$$

Durch Umformung ergibt sich daraus schließlich die zulässige Frequenzabweichung des Lokaloszillators pro Sekunde

$$\frac{df_s}{dt} = \frac{\Delta P}{P_o} \cdot \frac{1}{2\pi \cdot t_e \cdot T}. \tag{5}$$

Setzt man für den prozentualen Festzielrest $p = \frac{\Delta P}{P_o} \cdot 100$ und für die Impulslaufzeit $t_e = \frac{2e}{c}$ mit $c = 3 \cdot 10^5$ km/s ein, so wird die zulässige Frequenzabweichung des Lokaloszillators

$$\frac{df_s}{dt} = 0{,}239 \cdot \frac{p \cdot f_i}{e} \quad \text{in kHz/s} \tag{6}$$

(p in %, f_i in Hz, e in km).

Sollen also z. B. bei einer Anlage mit $f_i = 500$ Hz Folgefrequenz Festziele bis zu einer Entfernung von e = 50 km so weit unterdrückt werden, daß der Festzielrest nur noch 6% der maximalen Videoamplitude beträgt, was einer Festzieldämpfung von 24,4 dB entspricht, dann darf die maximale Frequenzänderung des stabilen Lokaloszillators noch 14,3 kHz/s bzw. 28,6 Hz in der Impulsintervallzeit T betragen. Diese große Frequenzstabilität ist mit den üblichen Mikrowellenoszillatoren nicht mehr zu erreichen, und es sind daher besondere Vorkehrungen für die Frequenzstabilisation erforderlich. Für einen Oszillator, der z. B. auf der Frequenz von 9375 MHz arbeitet, muß die Kurzzeitstabilität in der Impulsintervallzeit für eine Festzieldämpfung von 25 dB etwa $3 \cdot 10^{-9}$ betragen.

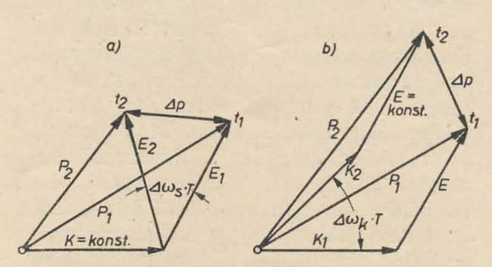


Bild 1: Festzielreste ΔP durch instabile Oszillatoren
a) kohärenter Oszillator stabil, Lokaloszillator instabil ($\Delta\omega_s$)
b) kohärenter Oszillator instabil ($\Delta\omega_k$), Lokaloszillator stabil
Frequenzabweichung in der Zeit T: $\Delta\omega_s = \Delta\omega_k$

Wie aus Bild 1 ersichtlich, ergeben sich für den kohärenten Oszillator in bezug auf die zulässigen Frequenzschwankungen die gleichen Bedingungen wie für den stabilen Lokaloszillator, d. h. der Festzielrest hat die gleiche Größe ΔP, wenn entweder der stabile Lokaloszillator oder der kohärente Oszillator in der Impulsintervallzeit um den gleichen Frequenzbetrag abweichen. Im Bild 1a ist die Auswirkung eines unstabilen Lokaloszillators auf ein ideales Festziel im Zeigerbild des Phasendetektors in den Zeitaugenblicken t_1 und t_2, die den Abstand T haben sollen, dargestellt und im Bild 1b der entsprechende Einfluß eines unstabilen kohärenten Oszillators. In beiden Fällen ergibt sich ein Festzielrest gleicher Amplitude ΔP.

Zum gleichen Ergebnis gelangt man auch, wenn man wieder von Gl. (10) im Teil 2 ausgeht. Darin ist die Reflexionsphasenverschiebung $\varrho(t)$ der Phasenwinkel, der sich aus dem Weiterlaufen der Schwingungen des stabilen und des kohärenten Oszillators in der Impulslaufzeit t_e zwischen der Echospannung und der Spannung des kohärenten Oszillators ergibt. Infolge der Synchronisation des kohärenten Oszillators ist ϱ nur von den Frequenzen des stabilen und des kohärenten Oszillators ω_s und ω_k und der Impulslaufzeit t_e abhängig. Es gilt also

$$\varrho(t) = (\omega_s \pm \omega_k) \cdot t_e, \tag{7}$$

wobei das Pluszeichen gilt, wenn die Frequenz des stabilen Oszillators oberhalb und das Minuszeichen, wenn diese Frequenz unterhalb der Magnetronfrequenz liegt.

Daraus ersieht man, daß sich der gleiche Festzielrest ergibt, wenn entweder die Frequenz des stabilen Lokaloszillators oder die des kohärenten Oszillators um den gleichen Betrag in der Impulsintervallzeit abweicht. Für die Stabilitätsbedingung des kohärenten Oszillators gilt also gleichfalls die Gleichung (5) bzw. (6). Da aber der kohärente Oszillator auf der Zwischenfrequenz schwingt, also z. B. auf 30 MHz, sind die Anforderungen an die relative Kurzzeitstabilität nur in der Größenordnung von 10^{-6}, also wesentlich geringer als beim HF-Lokaloszillator. Diese Kurzzeitstabilität kann ohne große Schwierigkeiten erreicht werden.

Bei diesen Stabilitätsbetrachtungen ist zu berücksichtigen, daß die hohe Stabilität praktisch nur zwischen jeweils zwei aufeinanderfolgenden Impulsen erforderlich ist. Die Anforderungen an die relative Langzeitstabilität sind dagegen um einige Größenordnungen niedriger. Sie liegen für den Lokaloszillator in der Größenordnung von 10^{-5} und für den kohärenten Oszillator nur in der Größenordnung von 10^{-3} und sind daher noch gut zu realisieren. Die Langzeitstabilität hat keinen Einfluß auf die Güte der Festzielunterdrückung, sondern wirkt sich lediglich auf die Empfindlichkeit der MTI-Anlage aus, wie im folgenden bei der Betrachtung der Stabilitätsbedingungen des Magnetrons gezeigt werden wird.

Bei der Bestimmung der erforderlichen Frequenzstabilität des Magnetrons muß man unterscheiden zwischen der Frequenzabweichung innerhalb eines Impulses und der Frequenzabweichung zwischen zwei aufeinanderfolgenden Impulsen.

Durch die Änderung $\Delta \omega_m$ der Magnetronfrequenz in der Impulsintervallzeit T ergibt sich eine Änderung der ZF-Schwingungszahl und dadurch eine Änderung der Phasenlage zweier aufeinanderfolgender ZF-Echoimpulse um $\Delta \varrho = t_i \cdot \Delta \omega_m$, wobei t_i die Impulslänge bedeutet, und zwar ist diese Phasenverschiebung im Gegensatz zu der bei Frequenzabweichungen des stabilen oder kohärenten Oszillators auftretenden Phasenverschiebung unabhängig von der Zielentfernung e bzw. der Impulslaufzeit t_e. Es ergibt sich also für alle Festziele, unabhängig von deren Entfernung, der gleiche Festzielrest, wenn sich die Magnetronfrequenz zwischen zwei Impulsen ändert.

Durch die gleichen Überlegungen, wie sie für die Berechnung der erforderlichen Stabilität des Lokaloszillators durchgeführt wurden, kommt man, ausgehend von Gl. (10) im Teil 2, zu der zulässigen Frequenzänderung des Magnetrons

$$\frac{d f_m}{d t} = \frac{\Delta P}{P_0} \cdot \frac{f_l}{2\pi \cdot t_i}. \quad (8)$$

Führt man wieder $p = \frac{\Delta P}{P_0} \cdot 100$ als prozentualen Festzielrest ein, so ergibt sich

$$\frac{d f_m}{d t} = 1{,}59 \cdot \frac{p \cdot f_l}{t_i} \text{ in kHz/s} \quad (9)$$

(p in %, f_l in Hz, t_i in μs).

Für einen Festzielrest $p = 6\%$, entsprechend einer Festzieldämpfung von etwa 25 dB, 500 Hz Folgefrequenz und einer Impulsdauer von 0,5 μs darf die Abweichung der Magnetronfrequenz pro Sekunde 11,7 MHz betragen. Zwischen zwei Sendeimpulsen darf die Magnetronfrequenz also um 23,4 kHz abweichen. Diese Stabilität wird von den meisten Magnetrons ohne besondere Maßnahmen erreicht.

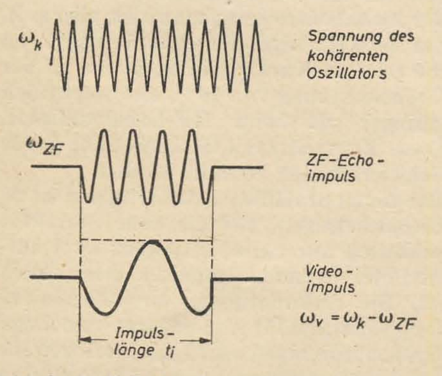


Bild 2: Einfluß der Frequenzabweichung des kohärenten Oszillators von der ZF. Idealer Videoimpuls bei $\omega_k = \omega_{ZF}$ gestrichelt (schematisierte Darstellung)

Anders wirken sich dagegen die Änderungen der Magnetronfrequenz während der Impulsdauer t_i aus. Für diese Betrachtungen nehmen wir zunächst an, daß die Frequenz des kohärenten Oszillators nicht genau mit der ZF übereinstimmen soll. Der kohärente Oszillator arbeitet dann als zweiter Lokaloszillator und dadurch enthalten die Videoimpulse, wie im Bild 2 dargestellt, die Mischfrequenz, die sich aus der Differenz der Frequenz des kohärenten Oszillators und der ZF ergibt. Dadurch verschlechtert sich das Signal/Rauschverhältnis, da ja die Bandbreite des Videoverstärkers nicht für diese Mischfrequenz ausgelegt ist. Es läßt sich nachweisen, daß der Verlust an Empfindlichkeit noch in tragbaren Grenzen bleibt, wenn in jedem Echoimpuls höchstens $^1/_4$ Schwingung der entstehenden Mischfrequenz enthalten ist. Aus dieser Forderung ergeben sich die Anforderungen an die Langzeitstabilität der Oszillatoren

$$\Delta f < \frac{1}{4 \cdot t_i}. \quad (10)$$

Interessant ist in diesem Zusammenhang, daß ein Gewinn an Empfindlichkeit erzielt werden könnte, wenn man den Videoverstärker für diese Mischfrequenz auslegen würde. Da aber dann die ZF-Impulse an Stelle von Gleichstromimpulsen im Komparator verglichen werden müßten und dadurch die Anforderungen an die Präzision des Komparators wesentlich erhöht werden würden, verzichtet man auf diese geringfügige Verbesserung des Signal/Rauschverhältnisses und stimmt den Koho auf die Mittenfrequenz der ZF ab.

Die gleiche Wirkung wie sie sich durch einen verstimmten kohärenten Oszillator oder Lokaloszillator ergibt, bewirkt nun auch die Änderung der Magnetronfrequenz innerhalb eines Impulses. Infolge des Entstehens der Mischfrequenz im Videosignal ergibt sich eine geringe Verschlechterung des Signal/Rauschverhältnisses. Für die zulässige Größe der Frequenzabweichung gilt das vorher gesagte, d. h. die Frequenzänderung des Magnetrons innerhalb eines Sendeimpulses darf höchstens

$$\Delta f_{mi} = \frac{1}{4 \cdot t_i} \quad (11)$$

betragen.

Diese Forderung ist jedoch nicht sehr kritisch, da die hauptsächlichen Frequenzänderungen sich infolge der Form des Tastimpulses an den Enden der Impulse konzentrieren. Da die Frequenzänderung nur abhängig von der Form des Tastimpulses und den Betriebseigenschaften des Magnetrons ist, wiederholt sich der Frequenzverlauf bei jedem Sendeimpuls, und damit wirkt sich diese Frequenzänderung nicht auf die Güte der Standzeichenunterdrückung aus. Die eventuell auftretenden langsamen Frequenzänderungen durch die Ungenauigkeit des Drehteiles der Antenne, d. h. durch sich ändernde Fehlanpassung des Magnetrons und eine eventuelle Frequenzmodulation mit der Netzfrequenz durch den Heizstrom des Magnetrons haben praktisch keine Auswirkungen auf die Frequenzänderungen in der sehr kurzen Impulszeit t_i.

Die weiteren Stabilitätsbedingungen, die zur Erzielung einer bestimmten Festzieldämpfung gestellt werden müssen, beziehen sich auf den Überdeckungsgrad der Impulse im Komparator, d. h. auf das sogenannte Zittern der Impulse, wenn man sie im Oszillografen beobachtet.

Die Helligkeit eines Signals auf dem Bildschirm kann man näherungsweise der Fläche unter dem Video-Spannungsimpuls gleichsetzen. Tritt nun eine Verschiebung zweier aufeinanderfolgender Impulse um die Zeit Δt auf, so ergeben sich, entsprechend Bild 3, zwei nicht ausgelöschte Spitzen der Breite Δt am Komparatorausgang. Um nun eine bestimmte Festzieldämpfung, entsprechend einem bestimmten prozentualen Festzielrest p zu erreichen, muß der Gesamtimpuls mindestens p mal größer als die beiden entstehenden Spitzen sein. Es gilt also

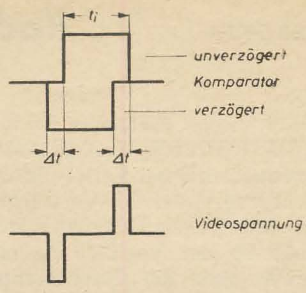


Bild 3: Impulsüberdeckungsfehler durch Abweichung der Verzögerungszeit oder der Impulsintervallzeit

$$\Delta t < \frac{t_i \cdot p}{200} \text{ in } \mu s \quad (12)$$

(t_i in μs, p in %),

und zwar soll dieser Wert mindestens eine Stunde lang eingehalten werden.

An der zeitlichen Verschiebung aufeinanderfolgender Impulse können verschiedene Baugruppen einer MTI-Anlage beteiligt sein, so z. B. der Muttergenerator, die Taststufe und die Verzögerungsleitung.

Für die Berechnung der erforderlichen Frequenzstabilität des Muttergenerators geht man davon aus, daß die Periodendauer der Folgefrequenz sich in der Impulsintervallzeit um die Zeit Δt nach Gl. (12) ändern darf. Die Folgefrequenz zur Zeit t_1 sei also $f_{l1} = 1/T$ und zur Zeit $t_2 = t_1 + T$ soll sie $f_{l2} = 1/T + \Delta T$ sein. Dann ergibt sich die zulässige Abweichung der Folgefrequenz zu

$$\Delta f_l = f_{l1} - f_{l2} = \frac{1}{T} - \frac{1}{T + \Delta T}$$

$$\Delta f_l = \frac{\Delta T}{T \cdot (T + \Delta T)} = \frac{1}{T \cdot \left(\frac{T}{\Delta T} + 1\right)}.$$

Setzt man für ΔT Gl. (12) und für $T = \frac{1}{f_l}$ ein, so wird

$$\Delta f_l = \frac{f_l}{\frac{200}{f_l \cdot t_i \cdot p} + 1}. \quad (13)$$

Dividiert man diese Gleichung durch f_l und vernachlässigt die 1, da $1 \ll \frac{200}{f_l \cdot t_i \cdot p}$, so erhält man die erforderliche relative Frequenzstabilität des Muttergenerators

$$\frac{\Delta f_l}{f_l} = \frac{f_l \cdot t_i \cdot p}{200} \cdot 10^{-6} \quad (14)$$

(f_l in Hz, t_i in μs, p in %).

Für eine Folgefrequenz von 500 Hz, eine Impulsdauer von 0,5 μs und eine Festzieldämpfung von 40 dB bzw. einem Festzielrest von 1 % ergibt sich eine erforderliche Stabilität von $1{,}25 \cdot 10^{-6}$. Dieser Wert ist an sich noch gut zu realisieren. Dabei

ist jedoch zu berücksichtigen, daß sich die geforderte Festzieldämpfung nur ergibt, wenn die Verzögerungsleitung eine absolut konstante Verzögerungszeit hat. Tatsächlich ist aber die Schallgeschwindigkeit im Medium der Verzögerungsleitung temperaturabhängig und dadurch kann der Überdeckungsgrad der Impulse auch bei sehr stabilem Muttergenerator wesentlich schlechter werden, da ja dann die Verzögerungszeit und die Impulsintervallzeit nicht mehr übereinstimmen. Für hochwertige MTI-Anlagen verwendet man aus diesen Gründen an Stelle des Muttergenerators einen Triggergenerator, der eine zweite Ultraschallverzögerungsleitung enthält, die identisch der im Auslöschungskreis befindlichen aufgebaut ist (Bild 4). Ein Blocking-Oszillator gibt einen Impuls auf die Verzögerungsleitung und dieser gleiche Impuls löst nach dem Durchlaufen der Verzögerungsleitung wieder den Blocking-Generator aus. Dadurch wird erreicht, daß Änderungen der Verzögerungszeit weitgehend gleich denen der Impulsintervallzeit werden und sich damit die Schwankungen zum großen Teil aufheben.

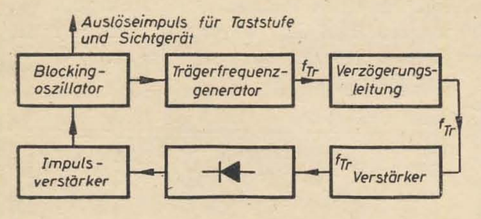


Bild 4: Blockschaltbild eines Triggergenerators mit Verzögerungsleitung

Für die zulässige Abweichung der Verzögerungszeit der Ultraschallverzögerungsleitung gilt die Gleichung (12). Nimmt man wieder eine Impulslänge von 0,5 μs und eine Festzieldämpfung von 40 dB an, so darf die Verzögerungszeit also innerhalb einer Stunde nur maximal um 2,5 ns $\triangleq$ $2{,}5 \cdot 10^{-9}$ s abweichen. Hierbei handelt es sich um einen Wert, dessen exakte Messung schon Schwierigkeiten bereitet und der etwa die Grenze des Möglichen darstellt.

Die gleichen Anforderungen werden an die Einsatzgenauigkeit des Magnetronimpulses relativ zum Triggerimpuls gestellt, d. h. auch die Verzögerungszeit der Taststufe des Magnetrons darf höchstens 2,5 ns betragen, wenn die Impulsdauer 0,5 μs und die Festzieldämpfung 40 dB sein sollen.

Auch durch unterschiedliche Amplitudenverstärkung im verzögerten und unverzögerten Kanal des Auslöschungskreises können sich im Komparator Festzielreste ergeben, wie aus Bild 5 hervorgeht. Für eine Festzieldämpfung entsprechend einem Festzielrest von p% dürfen die Amplituden der beiden Kanäle innerhalb einer Stunde nicht mehr als p% voneinander abweichen.

Weiterhin können sich Festzielreste durch die Veränderung der Impulslänge ergeben. Ändert sich die Impulslänge von einem Impuls zum anderen um den Betrag Δt_i, so ergibt sich entsprechend Bild 6 ein

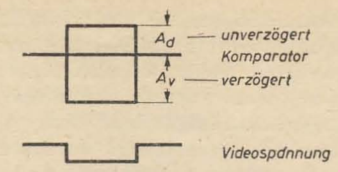


Bild 5: Impulsüberdeckungsfehler durch unterschiedliche Verstärkung des verzögerten und unverzögerten Kanals im Kompensationskreis

Festzielrest der Länge Δt_i. Für einen zulässigen Festzielrest von p% muß

$$\Delta t_i < \frac{t_i \cdot p}{100} \text{ in } \mu s \qquad (15)$$

(t_i in μs, p in %)

sein. Für die vorher angenommenen Werte darf Δt_i also maximal 5 ns werden.

Interessant ist, daß die Änderung der Impulslänge einen direkten Einfluß auf die Phase des kohärenten Oszillators haben kann. Ist dieser nämlich um den Betrag $\Delta \omega_k$ gegenüber der Mittenfrequenz der ZF verstimmt, und wird er durch den starken Synchronisierimpuls des Magnetrons gezwungen für die Dauer des Sendeimpulses auf der ZF zu schwingen, so beginnt er erst nach dem Sendeimpuls auf seiner Eigenfrequenz zu schwingen.

Weicht nun die Impulslänge zweier aufeinanderfolgender Impulse um Δf_i voneinander ab, so ergibt sich eine Änderung der Phase des kohärenten Oszillators um

$$\Delta \psi = \Delta t_i \cdot \Delta \omega_k. \qquad (16)$$

Da die Änderung der Phase des kohärenten Oszillators die gleiche Wirkung wie die Phasenänderung des Echosignals hervorruft, kann man mit Gl. (3) $\Delta \psi = \Delta \varrho = \frac{\Delta P}{P_0}$ setzen. Damit erhält man aus Gl. (16)

$$\Delta f_k = \frac{\Delta P}{2\pi \cdot P_0 \cdot \Delta t_i}. \qquad (17)$$

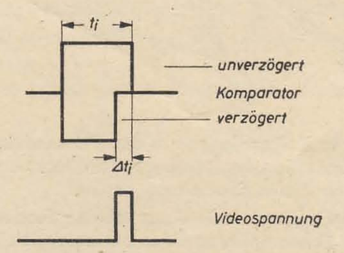


Bild 6: Impulsüberdeckungsfehler durch Änderung der Impulslänge

Setzt man für $\frac{\Delta P}{P_0}$ den für die Einhaltung der Phasenbedingung zugelassenen prozentualen Festzielrest p_1 und für Δt_i Gl. (15) mit dem für die Einhaltung des Überdeckungsgrades zulässigen prozentualen Festzielrest p_2 ein, so wird die zulässige Verstimmung des kohärenten Oszillators gegen die Mittenfrequenz der ZF

$$\Delta f_k = 0{,}159 \cdot \frac{p_1}{t_i \cdot p_2} \text{ in MHz} \qquad (18)$$

(p_1 und p_2 in %, t_i in μs).

Es wird hier zwischen p_1 und p_2 unterschieden, da die Bedingungen in bezug auf den Überdeckungsgrad im allgemeinen schärfer gestellt werden können, als die Forderungen in bezug auf die Einhaltung der Phasenbedingung, da diese Bedingung durch die höchstens zu erreichende Stabilität des Lokaloszillators begrenzt wird.

Für $p_1 = 6\%$, $p_2 = 1\%$ und die Impulslänge von 0,5 μs ergibt sich eine höchstzulässige Verstimmung des kohärenten Oszillators gegenüber der Mittenfrequenz der ZF von etwa 200 kHz, damit sich durch Impulsänderungen keine zu großen Phasenänderungen ergeben. Diese Forderung liegt im allgemeinen in der gleichen Größenordnung wie die zur Vermeidung eines Empfindlichkeitsverlustes gestellte und braucht daher meist nicht gesondert betrachtet zu werden.

Nachdem die Bedingungen für die Erzielung einer bestimmten Festzieldämpfung abgeleitet wurden, soll nun noch untersucht werden, wie bewegte Ziele im Verhältnis zu den unterdrückten Festzielen angezeigt werden, d. h. wie groß der sogenannte Sichtbarkeitsfaktor von bewegten Zielen ist, die sich über Festzielen befinden.

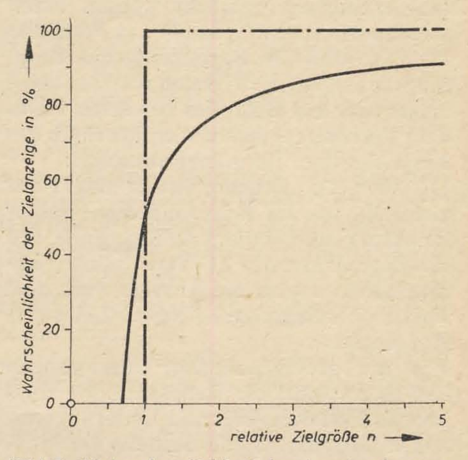


Bild 7: Wahrscheinlichkeit der Anzeige bewegter Ziele bei einer MTI-Anlage im Vergleich zu einer Radaranlage ohne Festzielunterdrückung (strichpunktiert), wenn alle Radialgeschwindigkeiten möglich sind (n = Echosignal/Rauschen)

Für die Anzeige von bewegten Zielen außerhalb von Festzielen gilt Gl. (17) im Teil 2 dieses Beitrages. Danach ergibt sich eine Videospannung, die entsprechend Bild 5 des 2. Teiles von der Zielgeschwindigkeit v abhängig ist, und zwischen 0 und dem 1,27fachen Wert der Spannung eines einfachen Radargerätes ohne Festzielunterdrückung schwanken kann. Nimmt man nun an, daß ein Ziel, welches bei der Optimalgeschwindigkeit eine n-mal größere Videoamplitude als die mittlere Rauschamplitude ergebe, alle Radialgeschwindigkeiten mit gleicher Wahrscheinlichkeit annehmen könne, so erhebt sich die Frage, wie oft dieses Ziel auf dem Bildschirm angezeigt wird.

Nach der Wahrscheinlichkeitsrechnung ergibt sich ein Kurvenverlauf, wie er im Bild 7 dargestellt ist. Man erkennt daraus, daß bei einem Signal/Rauschverhältnis n = 1, d. h. bei einem Ziel, daß bei einer gewöhnlichen Radaranlage ohne Festzielunterdrückung gerade noch angezeigt wird, bei einer MTI-Anlage durchschnittlich nur jeder zweite Impuls eine Anzeige

bewirkt. Größere Ziele ergeben dann etwa die gleiche Anzeigehäufigkeit wie bei einer Radaranlage ohne Festzielunterdrückung. Praktisch ist das allerdings, wie auch bei einer gewöhnlichen Radaranlage vor allen Dingen bei Flugzeugen infolge der starken Aufzipfelung des Reflexionsdiagramms durchaus nicht gleichbedeutend damit, daß jeder Impuls eine Anzeige bewirkt. Wegen der Spannungsüberhöhung bei der Optimalgeschwindigkeit besteht auch bei sehr kleinen Zielen, die bei einer gewöhnlichen Radaranlage schon im Rauschen verschwinden würden, bei einer MTI-Anlage noch die Möglichkeit der Zielanzeige.

Von besonderem Interesse bei der Beurteilung der Leistungsfähigkeit einer MTI-Anlage ist nun jedoch die Anzeige von bewegten Zielen, die sich über wesentlich stärkeren Festzielen befinden. Es wurde schon erwähnt, daß die Festzielschwankungen, gleichgültig ob sie durch Wind oder die Antennendrehung hervorgerufen werden, den Charakter des Rauschens haben und daß die Amplitude dieses „Festzielrauschens" gleich der des Empfängerrauschens gemacht werden kann. Ist nun die Echoamplitude des Festzieles klein, so daß die Begrenzung des Empfängers noch nicht wirksam wird, so überlagert sich das Echo des bewegten Zieles dem Festzielrest genau wie außerhalb des Festzieles dem Empfängerrauschen.

Ist aber die Echoamplitude des Festzieles E_f, wie im Zeigerbild des Phasendetektors (Bild 8) dargestellt, so groß, daß die Begrenzung des ZF-Verstärkers wirksam wird, so wird die Anzeige eines dem Festziel überlagerten bewegten Zieles verschlechtert.

Für die grundsätzlichen Überlegungen soll E_f zunächst die Echospannung eines idealen Festzieles sein und weiterhin wird angenommen, daß alle Bauteile der MTI-Anlage absolut stabil sind. Dann bleibt E_f in seiner Phasenlage gegenüber der Spannung des kohärenten Oszillators unverändert und lediglich die Echospannung des bewegten Zieles E_b rotiert im Zeigerdiagramm mit der Winkelgeschwindigkeit

$$\omega_D = \frac{4\pi \cdot v}{\lambda},$$

die sich aus der entstehenden Dopplerfrequenz ergibt. Bleibt die Amplitude der Zielechospannung konstant, so ergeben sich für zwei aufeinanderfolgende Impulse in den Zeitpunkten t_1 und t_2 die Echospannungen E_{b1} und E_{b2}, die miteinander den Phasenwinkel

$$\beta = \omega_D \cdot T = \frac{4\pi \cdot v \cdot T}{\lambda}$$

bilden.

Die resultierenden Echospannungen E_{R1} und E_{R2} würden nun bei der Differenzbildung im Komparator die Differenzspannung ΔB ergeben, wenn der ZF-Verstärker nicht begrenzen würde, und zwar ist ΔB, wie sich aus den beiden rechtwinkligen Dreiecken ABC und ABD im Bild 8 ergibt

$$\Delta B = 2\,E_b \cdot \sin\frac{\beta}{2} = 2\,E_b \cdot \sin\frac{2\pi \cdot v \cdot T}{\lambda}. \quad (19)$$

Man erkennt die Übereinstimmung mit dem Amplitudenanteil der schon früher abgeleiteten Gl. (15) im Teil 2, d. h. auch bei bewegten Zielen, die sich über Festzielen befinden, ergeben sich Blind- und Optimalgeschwindigkeiten.

Um nun eine einheitliche durchschnittliche Bewertungsgrundlage zu haben, nimmt man an, daß das bewegte Ziel eine Radialgeschwindigkeit hat, die gleich dem arithmetischen Mittelwert aus der Optimal- und der Blindgeschwindigkeit ist. Nach Gl. (16) im Teil 2 ist die erste Optimalgeschwindigkeit $v_{1max} = \frac{\lambda}{4\,T}$.

Damit wird der arithmetische Mittelwert der Geschwindigkeiten zwischen 0 und v_{1max}

$$v_m = \frac{v_{1max}}{2} = \frac{\lambda}{8\,T}. \quad (20)$$

Setzt man diesen Wert in Gl. (19) ein, so erhält man

$$\Delta B = 2\,E_b \cdot \sin\frac{\pi}{4}$$

bzw. mit $\sin\frac{\pi}{4} = {}^1/_2 \cdot \sqrt{2}$

$$\Delta B = E_b \cdot \sqrt{2}. \quad (21)$$

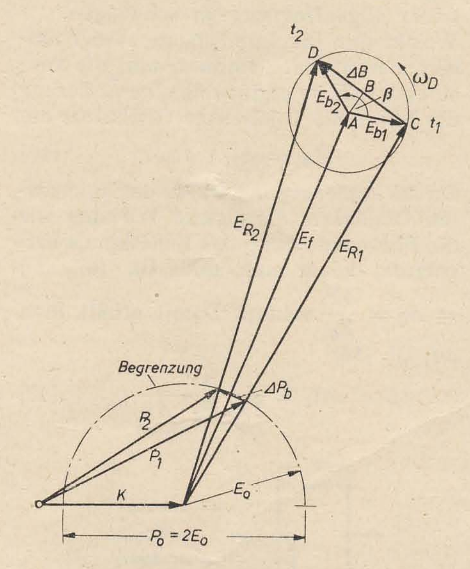


Bild 8: Zeigerdiagramm des Phasendetektors zur Definition des Sichtbarkeitsfaktors eines bewegten Zieles über einem Festziel
E_f = Echoamplitude eines idealen Festzieles
E_b = Echoamplitude eines bewegten Zieles
E_R = resultierende Echoamplitude

Eine andere Berechnungsmethode beruht darauf, daß man den arithmetischen Mittelwert der Gleichung (19) für alle Geschwindigkeiten bildet. Beide Ergebnisse differieren um etwa 10% bzw. etwa 1 dB.

Damit ein bewegtes Ziel, das sich über einem nicht idealen Festziel befindet, auf dem Bildschirm angezeigt wird, kann man die Forderung aufstellen, daß ΔB mindestens dreimal so groß sein muß, wie der Festzielrest ΔP, also

$$\Delta B > 3 \cdot \Delta P. \quad (22)$$

Löst man Gl. (21) nach E_b auf und setzt den Mindestwert nach Gl. (22) ein, so wird

$$E_b = \frac{3\,\Delta P}{\sqrt{2}} = 2{,}12\,\Delta P. \quad (23)$$

Das bedeutet, daß die Echoamplitude des bewegten Zieles 6,5 dB stärker sein muß als die auftretende Festzielschwankung.

Diese Festzielschwankung setzt sich nun, wie schon eingangs erwähnt, zusammen aus den Bewegungen der Ziele selbst infolge des Windes und aus dem Schwankungsanteil, der sich durch die Instabilität der einzelnen Baugruppen des MTI-Gerätes ergibt. Man kann daher für die Mindestamplitude des über einem Festziel befindlichen bewegten Zieles schreiben

$$E_b = 2{,}12 \sqrt{\Delta P_{Wind}^2 + \Delta P_{Gerät}^2}. \quad (24)$$

Die gerätebedingten Schwankungen lassen sich weiter unterteilen in den Schwankungsanteil $\Delta P_{Antenne}$, der sich aus der Amplitudenmodulation der Festziele infolge der Antennendrehung ergibt, in den Anteil ΔP_{Phase}, der sich aus der Nichteinhaltung der Phasenbedingung, d. h. der Frequenzabweichungen der Oszillatoren ergibt und den Anteil ΔP_{Impuls}, der auf der Nichteinhaltung der Impulsüberdeckungsbedingung, also Änderungen der Impulslängen und der Folgefrequenz beruht. Setzt man diese Werte in Gleichung (24) ein und bildet das Amplitudenverhältnis eines Festzieles E_f zu einem bewegten Ziel E_b, so ergibt sich, da die Schwankungen proportional zur Größe des Festzieles sind

$$\frac{E_f}{E_b} = \frac{1}{2{,}12 \cdot \sqrt{\Delta P_{Wind}^2 + \Delta P_{Antenne}^2 + \Delta P_{Phase}^2 + \Delta P_{Impuls}^2}}. \quad (25)$$

Dieses Verhältnis bezeichnet man als Sichtbarkeitsfaktor. Es ist ein Maß für die Leistungsfähigkeit einer MTI-Anlage, und zwar gibt es an, wievielmal stärker ein Festziel sein darf, als ein bewegtes Ziel, das sich in gleicher Richtung und Entfernung über diesem Festziel befindet, so daß das bewegte Ziel noch auf dem Bildschirm angezeigt wird.

Zwischen dem Sichtbarkeitsfaktor und der Festzieldämpfung, bzw. dem Festzielrest besteht ein Zusammenhang, der nun noch betrachtet werden soll. Zu diesem Zweck benutzen wir nochmals das Bild 8. Infolge der Begrenzung des Empfängers entsteht am Komparator nicht die Spannung ΔB, sondern nur die Spannung ΔP_b, wenn E_o die maximale ZF-Ausgangsspannung ist. Nach dem Strahlensatz gilt unter der Voraussetzung, daß die Amplitude des Festzieles wesentlich größer als die Amplitude des bewegten Zieles ist,

$$\Delta P_b \approx \Delta B \frac{E_o}{E_f} > 3\,\Delta P_f, \quad (26)$$

wobei ΔP_f die sich infolge der Begrenzung ergebende Festzielschwankung sein soll.

Nun ist der prozentuale Festzielrest

$$p = \frac{\Delta P}{P_o} \cdot 100 = \frac{\Delta P_f}{2\,E_o} \cdot 100$$

und nach Gl. (21) ist $\Delta B = E_b \cdot \sqrt{2}$.

Setzt man diese Werte in Gl. (26) ein, so erhält man als Beziehung zwischen dem Sichtbarkeitsfaktor und dem Festzielrest

$$\frac{E_f}{E_b} < \frac{\sqrt{2} \cdot 100}{6 \cdot p} = \frac{23{,}5}{p} \quad (27)$$

(p in %).

Daraus erkennt man, daß der Sichtbarkeitsfaktor kleiner als die Festzieldämpfung ist. Beträgt die Festzieldämpfung bei einer MTI-Anlage z. B. 30 dB, was einem prozentualen Festzielrest von etwa 3% entspricht, so wird der Sichtbarkeitsfaktor in der Größenordnung von 18 dB liegen.

Damit wurde ein Überblick über das Arbeitsprinzip und die Wirkungsweise einer Radaranlage mit Festzielunterdrückung gegeben und einige Probleme, die im Zusammenhang mit den Stabilitätsbedingungen und der Güte der Festzielunterdrückung stehen, angeschnitten.

Natürlich konnte im Rahmen dieses Beitrages eine erschöpfende Behandlung aller auftretenden Probleme, sowie eine nähere Besprechung der einzelnen Baugruppen einer MTI-Anlage nicht durchgeführt werden, da das Gebiet zu umfangreich ist.

Literatur

A. G. Emslie und R. A. Mc. Connell: Moving-Target Indication, Radiation Laboratory Series, Bd. 1 Kap. 16 S. 626···679, Mc. Graw-Hill Book Comp., Inc. N. Y. und London 1947.

J. S. Hall u. a.: Spezial Radar Aids, MTI, Radiation Laboratory Series, Bd. 2 Kap. 7. 9 S. 252···256, Mc. Graw-Hill Book Comp. Inc. N. Y. und London 1947.

J. F. Bachmann: MTI in Pulse Radar Systems and the Doppler Myth, Tele Tech Nr. 4 (1953) S. 86···88.

Hervé Tanter: Le Récepteur L. C. T. de Radar a Élimination des Échos sur Obstacles fixes, L'Onde Électrique, Febr. 54 S. 99···109.

J. Couchois: Sur le Mesures concernant les Radars a Élimination d'Échos fixes, Ann. de Radioelectr. 1952 S. 288···295.

M. Wildi: Die Unterdrückung der Standzeichen bei Radar, Bull. schweiz. elektrotechn. Verl. Nr. 24 (1954) S. 1023···1026 und 1043···1047.

R. S. Sargent: Moving Target Detection by Pulse Doppler Radar, Electronics Nr. 9 (1954) S. 138···141.

MESSGERÄTE UND MESSVERFAHREN

Dipl.-Ing. ALEXANDER RASCHKOWITSCH

Elektronische Meßeinrichtungen der Funkwerkstatt — Teil 2[1]

Kurvenschreiber (Oszillograf)

Der Kurvenschreiber oder Oszillograf ist eines der wichtigsten und zuverlässigsten Prüfgeräte bei Reparatur und Instandsetzung von Funkanlagen, da er eine optische, d. h. sichtbare Untersuchung der verschiedensten elektrischen Vorgänge gestattet. Der wesentliche Bestandteil eines Kurvenschreibers ist die Elektronenstrahlröhre (Katodenstrahlröhre).

Die Katodenstrahlröhre ist eine Spezialausführung der Elektronenröhre, in der die von der geheizten Katode mit großer Geschwindigkeit emittierten Elektronen in einem schmalen Strahl gebündelt werden und einen auf der Innenseite der Röhre chemisch präparierten Glasschirm treffen, der an der vom Strahl getroffenen Stelle leuchtet (fluoresziert). Der Durchmesser der Schirme liegt in der Regel bei etwa 10···15 cm. Da der Elektronenstrahl negativ geladen ist und praktisch keine Masse besitzt, kann er leicht durch positive Ladung abgelenkt (angezogen) werden. Die anziehende Kraft kann entweder elektromagnetischer oder elektrostatischer Natur sein, wobei die elektrostatische Ablenkung konstruktiv einfacher und meßtechnisch günstiger ist und bei modernen Oszillografenröhren bevorzugt wird. Die positive Ablenkladung wirkt auf den Elektronenstrahl über sogenannte Ablenkplatten ein (Bild 1).

Durch Erhitzen der Katode werden Elektronen ausgestrahlt. Ein zylindrisches Gitter steuert die Intensität (Stärke) des Strahles, indem es mit Hilfe seiner negativen Vorspannung die durch seine Öffnung hindurchfliegende Elektronenzahl bestimmt. Da die Leuchtkraft der Treffstelle von der Stärke des Strahles abhängt (je stärker der aufprallende Elektronenstrahl, um so heller leuchtet der Schirm), kann durch Ändern der Gittervorspannung die Helligkeit gesteuert werden (Bild 2).

Nach dem Gitter durchläuft der Elektronenstrahl zwei oder mehr zylindrische Anoden, die die Aufgabe haben, die Elektronen in einen schmalen Strahl zu bündeln. Dies ist nur eine von vielen Möglichkeiten der Elektronenstrahlbündelung. A_1 bündelt die Elektronen in einen scharfen Strahl, während A_2 sie beschleunigt. Die Schärfe des Schirmbildes hängt von der Spannung an A_1 ab. Sie muß so eingestellt werden, daß das Bild ganz scharf erscheint (Bild 2). Die beschriebenen Elektroden bilden die sogenannte Elektronenlinse, die die Elektronen in einen dünnen, rasch bewegten Strahl bündelt und an den Beobachtungsschirm wirft.

Die Elektronenlinse erzeugt somit nur einen kleinen Leuchtpunkt am Schirm. Wird nun der Strahl durch elektrostatische oder elektromagnetische Feldkräfte abgelenkt, so bewegt sich der Leuchtpunkt am Schirm im Verhältnis der auf ihn durch das Ablenkfeld ausgeübten Kraft. Erfolgt die Bewegung des Strahles genügend rasch, so erscheint als Folge des Schirmnachleuchtens und der Trägheit des menschlichen Auges der Weg des Punktes als eine kontinuierliche Linie. Bei elektrostatischer Ablenkung übt das eine Plattenpaar auf den Strahl eine Kraft in vertikaler Richtung (Y) aus, und die Ablenkung des zweiten Plattenpaares erfolgt in der horizontalen Richtung (X). Man spricht daher auch von senkrecht zueinander angeordneten vertikalen und horizontalen Ablenkplatten.

Bild 2: Katodenstrahlröhre mit Netzteil. Die Anodengleichspannung beträgt bei kleineren Röhren 500 V und bei größeren Typen bis zu einigen kV

Die elektrostatischen Felder werden durch Spannungen erzeugt, die an die beiden Plattenpaare angelegt werden. Je eine Platte der beiden Paare ist zur Erzielung der richtigen Feldpolarität in bezug auf den Strahl und in bezug aufeinander mit der zweiten Anode der Elektronenlinse verbunden. Da beim Oszillografen im Gegensatz zu anderen Meßgeräten der Pluspol der Spannung an Masse liegt, sind diese Platten ebenfalls geerdet. Der Elektronenstrahl wird nun dadurch bewegt, daß man an eine der freien Ablenkplatten eine in bezug auf Masse positive oder negative Spannung anlegt, wodurch der negative Strahl von der Ablenkplatte angezogen bzw. abgestoßen wird. Die Ablenkung ist der Plattenspannung direkt proportional (verhältnisgleich), so daß der Oszillograf auch als Spannungsmesser verwendet werden kann. In erster Linie findet er jedoch als Kurvenschreiber Anwendung, der die Wechselspannung sowie verschiedene andere elektrische Vorgänge, wie Kennlinien, Resonanz- und Frequenzgangkurven u. ä., sichtbar macht. Da die Elektronen eine sehr geringe Masse besitzen, spricht der Elektronenstrahl auch bei höchsten Frequenzen trägheitslos an und hat somit gegenüber anderen elektrischen Anzeigegeräten einen u. U. entscheidenden Vorzug.

Die Blockschaltung eines Kurvenschreibers (Elektronenstrahl-, Katodenstrahloszillograf) ist im Bild 3 dargestellt. Neben der Katodenstrahlröhre enthält er eine entsprechende Stromquelle sowie einen sogenannten Kippgenerator, der eine bestimmte sägezahnförmige Schwingung (Kippschwingung) erzeugt, die meist an die horizontalen Ablenkplatten (Zeitplatten) angelegt wird. Die Sägezahnkurve ist eine periodische Schwingung, die linear ansteigt und dann plötzlich abfällt (kippt), so daß eine sogenannte zeitgerechte Strahlablenkung erfolgt. Bei richtiger Kippfrequenz in Verbindung mit einer an den Vertikalplatten (Meßplatten) angelegten Wechselspannung entsteht auf dem Schirm eine stehende Spannungskurve.

Die zeitablenkende Kippschwingung erhält man

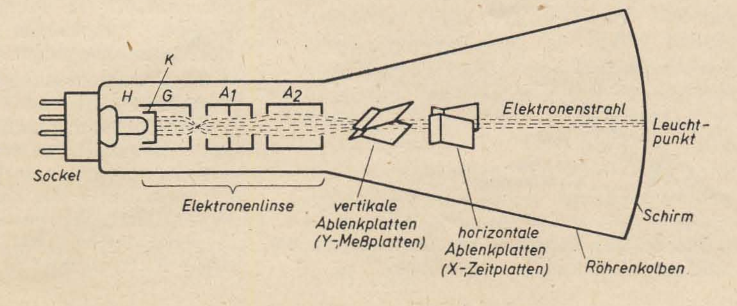


Bild 1: Aufbau einer Katodenstrahlröhre mit elektrostatischer Ablenkung. H = Heizfaden, K = Katode, G = Gitter (Wehneltzylinder), A_1 = Bündelungselektrode (1. Anode), A_2 = Beschleunigungselektrode (2. Anode)

[1] Teil 1 siehe R u. F Nr. 2 (58) S. 53.

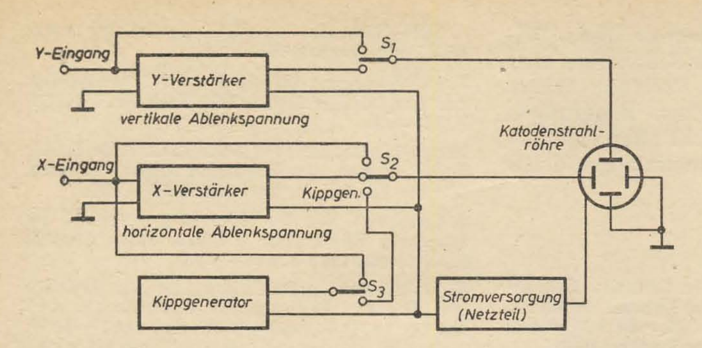
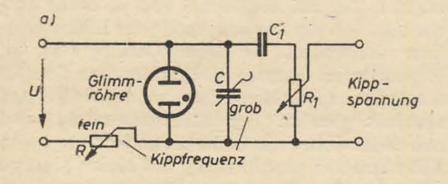


Bild 3: Blockschaltung eines kompletten Katodenstrahloszillografen

am einfachsten durch Aufladen eines Kondensators mit dem Sättigungsstrom einer Elektronenröhre und Entladen über eine Elektronen- oder Glimmröhre. Im Bild 4 ist die Grundschaltung eines Kipposzillators dargestellt. Die Gleichspannung U ladet über den regelbaren Widerstand R den Kondensator C auf, der sich beim Zünden der parallelliegenden Glimmröhre über diese rasch entladet. Beim Erreichen der Löschspannung lischt die Glimmröhre, der Kondensator lädt sich wieder auf und der Kippvorgang wird wiederholt. Die Kippspannung wird durch C_1 von der Gleichspannung getrennt und an R_1 abgenommen. Durch Ändern des Ladestromes (Regelwiderstand R) und der Ladekapazität (C) wird die Frequenz der Kippschwingungen geregelt.

Für jedes Plattenpaar sind meist Verstärker vorgesehen, die kleine zu beobachtende Wechselspannungen zunächst verstärken. Sie müssen völlig verzerrungsfrei arbeiten, damit die Kurvenform nicht durch den Oszillografen selbst verfälscht wird. Die zu beobachtende Wechselspannung wird in der Regel an die Vertikalplatten gelegt (Meßplatten). Hohe Spannungen, die keine Verstärkung benötigen, werden über



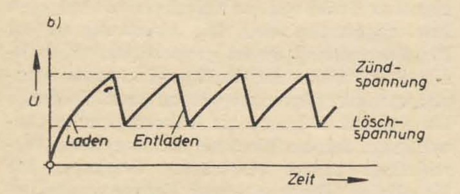


Bild 4: Kipposzillator

a) Die Schaltung eines einfachen Kippgenerators (Glimmröhrenkippschaltung)
R = Regelwiderstand zur Veränderung des Ladestromes
C = Stufenkondensator (100···1000 pF)

b) Kurvenform einer Kippschwingung

Schalter direkt an die Ablenkplatten gelegt (Bild 3: S_1 und S_2). Andererseits kann auch die Kippspannung durch den Horizontalverstärker verstärkt werden (S_3). Der Umschalter S_2 schaltet entweder die Kippspannung oder eine fremde horizontale Ablenkspannung (direkt oder über Verstärker) an die Horizontalplatten.

Das Zustandekommen des Schirmbildes (Oszillogramm) durch Zusammenwirken der horizontalen Kippspannung und der vertikalen Meßspannung zeigt Bild 5. Die zeitablenkende Kippspannung erscheint zu einem bestimmten Zeitpunkt 0 am Schirm, wächst linear (gleichmäßig) an (1···14) und kehrt plötzlich auf Null zurück (Rücklauf des Strahles 14···16) und die nächste Schwingung beginnt. Der Leuchtpunkt würde sich unter dem Einfluß der Kippspannung allein nur in horizontaler Richtung bewegen (z. B. von 0 bis x im Bild 5a). Unter dem Einfluß der Meßspannung allein würde er sich nur in vertikaler Richtung bewegen (z. B. von 0 bis y). Erst das Zusammenwirken beider Spannungen bewegt den Leuchtpunkt entlang der Kurve von 0 bis 1. Das Entstehen des Schirmbildes und die Aufgabe der zeitablenkenden Kippspannung ist aus der Darstellung ohne weiteres ersichtlich und einleuchtend.

Röhrenprüfgeräte

Im Kunden- und Reparaturdienst werden schnelle und eindeutige Prüfungen der eingesetzten Elektronenröhren verlangt. Das ist mit Hilfe von Röhrenprüfgeräten möglich.
Die Messung erstreckt sich meist auf folgende Prüfungen, die den Gebrauchszustand der Röhre genügend kennzeichnen:

1. Heizfadenprüfung,
2. Prüfung von Elektrodenschlüssen,
3. Prüfung der Katodenisolation im Betriebszustand,
4. Prüfung der Katodenergiebigkeit (Emissionszustand).

Die Schaltung eines Elektrodenschlußprüfers zeigt Bild 6. In den Elektrodenzuführungen liegen Lämpchen (z. B. 6 V/0,04 A), die an die Anzapfungen eines Transformators angeschlossen sind. Bei Kurzschluß zwischen zwei Elektroden leuchten die in den Zuleitungen liegenden beiden Lämpchen auf. Der Vorwiderstand R_v setzt bei geeigneter Bemessung im Kurzschlußfalle die Primärspannung durch den an ihm entstehenden Spannungsabfall jeweils soweit herab, daß auch die an der höchsten Spannung liegenden Lampen (z. B. im Heizfaden und an der Anode) nicht durchbrennen.

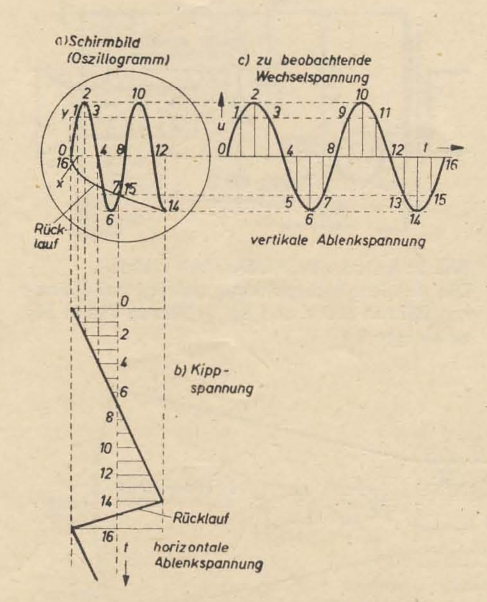


Bild 5: Das Entstehen des Schirmbildes am Schirm einer Katodenstrahlröhre

Bedeutet n die zu prüfende Elektrodenzahl (der Heizfaden wird nur einpolig angeschlossen) bzw. die Lämpchenzahl (vgl. Bild 6) und liegt zwischen zwei benachbarten Anzapfungen die doppelte Lämpchenspannung 2 U, so muß die gesamte Sekundärspannung im Leerlauf nach Bild 6 den Wert 2 U (n — 1) haben. Sie soll bei Belastung durch einen Elektrodenschluß zur Vermeidung von Überspannungen auf 2 U zusammenbrechen. Die überschüssige Spannung 2 U (n — 1) — 2 U = 2 U (n — 2) muß an einem Vorwiderstand beim Strom I der Lämpchen abfallen: R = 2 U (n — 2)/I. Legt man den Vorwiderstand auf die Primärseite des Transformators mit dem Übersetzungsverhältnis ü, so gilt mit $R_v = ü^2 R$:

$$R_v = \frac{ü^2\, 2\,U\,(n-2)}{I}.$$

Beispiel: Für die Schaltung zur Prüfung von Miniaturröhren nach Bild 6 gilt bei 220 V Netzspannung und n = 8, U = 6 V, I = 0,04 A:

$$ü = \frac{220}{2\,U\,(n-1)} = \frac{220}{2 \cdot 6\,(8-1)} = \frac{220}{84} = 2{,}62$$

und

$$R_v = \frac{2{,}62^2 \cdot 2 \cdot 6\,(8-2)}{0{,}04} = 12350 = 12{,}5\ \text{k}\Omega.$$

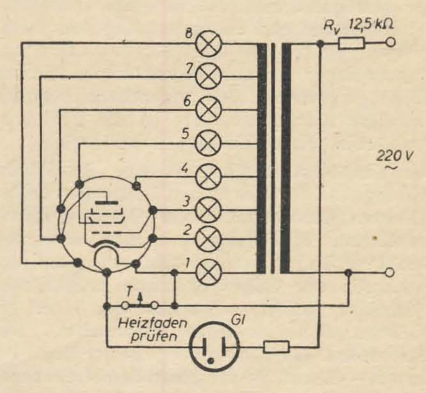


Bild 6: Kurzschlußzeiger für Miniaturröhren

Durch Drücken der Taste T wird der Heizfaden geprüft. Leuchtet die Glimmlampe, die gleichzeitig den Betriebszustand des Gerätes anzeigt, bei gedrückter Taste weiter, so ist der Heizfaden in Ordnung. Im geschlossenen Zustand verhindert die Taste T das Herabsetzen des Kurzschlußstromes durch den u. U. hochohmigen Heizfaden bei eventuellen Schlüssen des freien Fadenendes mit anderen Elektroden. Die Emissionsprüfung erfolgt meist durch Messen des Anodenstromes bei einer bestimmten Gittervorspannung oder durch Messen des gleichgerichteten Stromes zwischen Katode und parallelgeschalteten übrigen Elektroden bei angelegter Wechselspannung. Das Prüfergebnis wird direkt auf der Skala eines eingebauten Drehspulmeßwerkes abgelesen. Die Skala ist in die Bereiche: Unbrauchbar — ? — Brauchbar geeicht. Durch Verwenden vorgelochter Prüfkarten wird rasche und fehlerfreie Bedienung sichergestellt. Die Prüfgeräte sind mit allen gängigen europäischen und amerikanischen Röhrenfassungen ausgerüstet.

Genauere Röhrenprüfungen erfordern eine Steilheitsmessung. Hierzu verwendet man die Kompensationsschaltung nach Bild 7, die den Steilheitswert unmittelbar angibt. Die Röhre wird mit den vorgeschriebenen Spannungen betrieben, dem Gitter eine kleine Wechselspannung $\mathfrak{U}_g$ zugeführt, die einen Anodenwechselstrom $\mathfrak{J}_a = S\mathfrak{U}_g$ zur Folge hat. Der am Anodenwiderstand R verursachte Wechselspannungsabfall

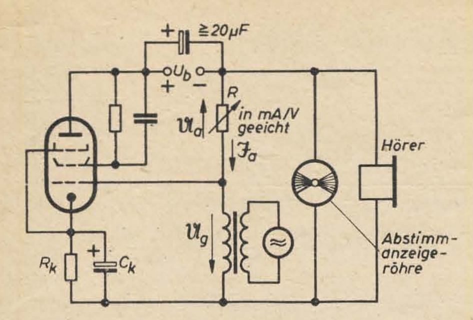


Bild 7: Steilheitsprüfung von Röhren nach dem Kompensationsverfahren

$\mathfrak{U}_a = -\mathfrak{J}_a \cdot R = -S\mathfrak{U}_g R$ wird mit der Gitterwechselspannung verglichen (kompensiert). Da die beiden Spannungen gegenphasig sind, löschen sie sich bei Gleichheit gegenseitig aus. Die Gleichheit wird am Tonminimum des Hörers oder am Minimum einer Abstimmanzeigeröhre erkannt. Bei Abgleich gilt also:

$$\mathfrak{U}_g + \mathfrak{U}_a = \mathfrak{U}_g - S\mathfrak{U}_g R = 0,$$

und daraus folgt

$$S = \frac{1}{R}.$$

Der Regler R wird unmittelbar in Einheiten der Steilheit (mA/V) geeicht. Der Innenwiderstand der Anodenspannungsquelle muß möglichst klein sein, da sich dieser Wert zu R addiert und somit die Messung verfälscht. Eine gute kapazitive Überbrückung der Spannungsquelle mit 20 μF und mehr stellt diese Nebenbedingung sicher. Zur Vermeidung von Übersteuerungen der Röhrenkennlinie ist die Gitterwechselspannung $\mathfrak{U}_g$ klein zu halten.

Hochwertigere Röhrenprüfgeräte gestatten weitere Messungen an Röhren, wie Bestimmung des Durchgriffes und Innenwiderstandes, Vakuumprüfung sowie die Messung von Kennlinien. Eine direkte Darstellung von Kennlinien ist mit dem Oszillografen möglich.

Zur Aktivierung gealterter Röhren werden Röhrenregeneriergeräte verwendet, die je nach Aufbau der Katoden — bei direkter Heizung Aufdampfkatode, bei indirekter Heizung Pastenkatode — verschiedene Regenerierprozesse gestatten. Die Regenerierung besteht im wesentlichen darin, bei stark belasteten Elektroden (z. B. durch 15···60-W-Lampen) die zu regenerierende Röhre zu unter- oder zu überheizen. Durch bestimmte chemische Vorgänge auf der Katode wird dabei der erlahmte Emissionsmechanismus wieder in Gang gebracht. Der Vorgang spielt sich in bestimmten Zeitabschnitten bei verschiedener elektrischer Belastung ab, die den Regeneriervorschriften der einzelnen Röhrentypen zu entnehmen sind [vgl. DEUTSCHE FUNK-TECHNIK Nr. 3 (1953) S. 74 bis 77, „Physik und Technik der Röhrenregenerierung"].

Zur Ermittlung verschiedener Fehlererscheinungen, wie Schwingen, Rauschen (schlechtes Vakuum), Klingen (mechanisch unzulänglicher Aufbau des Elektrodensystems), Kratzen (Kontaktmängel oder Schlüsse in der Röhre) u. ä., die meßtechnisch nicht einfach erfaßbar sind, ist stets eine zusätzliche Gebrauchsprüfung durchzuführen. Dazu werden die zur raschen Durchführung der Messung bereits vorgewärmten Röhren in das Funkgerät eingesetzt, mit einem Gummihammer abgeklopft, wobei die Funktion des Gerätes zu beobachten ist.

JAN-PETER HIRSCHFELD

Die Herabsetzung der unteren Grenzfrequenz von RC-Verstärkern durch lineare Entzerrung

Bei RC-Verstärkern ist die Verstärkung bekanntlich nicht über den ganzen interessierenden Frequenzbereich konstant, sondern sie fällt wegen der in der Schaltung wirksamen frequenzabhängigen Widerstände an den Enden des zu übertragenen Frequenzbereiches ab. Der ausnutzbare Bereich wird durch die Angabe der Grenzfrequenzen charakterisiert. Diese werden erreicht, wenn die Verstärkung bei tiefen bzw. hohen Frequenzen auf den $1/\sqrt{2} = 0{,}7$fachen Wert der mittleren Verstärkung abgesunken ist. Wir erhalten dann sinngemäß die untere bzw. obere Grenzfrequenz (häufig auch als Eckfrequenz bezeichnet).

Die Hauptursache für den Verstärkungsabfall bei tiefen Frequenzen bildet der frequenzabhängige Spannungsteiler aus Kopplungskondensator und Gitterableitwiderstand. Außerdem ist bei automatischer Gittervorspannungserzeugung noch die Größe der Katodenkombination und bei Pentoden die Schirmgitterkombination von Einfluß, da sich die kapazitiven Widerstände mit kleiner werdender Frequenz vom Idealfall eines wechselstrommäßigen Kurzschlusses immer mehr entfernen.

Es soll nun eine Schaltung untersucht werden, die einen Abfall der Verstärkung bei tiefen Frequenzen auszugleichen gestattet.

1. Ausgleich des Einflusses der Gitterkombination

Während man die mit der Frequenz veränderliche Verstärkung und Phase als lineare Verzerrung bezeichnet (im Gegensatz zu nichtlinearen Verzerrungen, bei denen an nichtlinearen, gekrümmten Kennlinien grundsätzlich neue Frequenzen entstehen), bedeutet eine Aufhebung oder Kompensation dieses Verzerrungseffektes sinngemäß eine lineare Entzerrung. Das Prinzip einer solchen Entzerrerschaltung und die zugehörige Ersatzschaltung sind im Bild 1 dargestellt.

Als Außenwiderstand wird die Reihenschaltung eines Widerstandes R_a mit einem Kondensator C_v verwendet, dessen Betrag mit kleiner werdender Frequenz zunimmt (Gleichung 1).

$$\mathfrak{R}_a = R_a + \frac{1}{j\omega C_v}; \; |\mathfrak{R}_a| = \sqrt{R_a^2 + \left(\frac{1}{\omega C_v}\right)^2}. \qquad (1)$$

Bei konstanter Stromeinspeisung ($S \cdot \mathfrak{U}_{g1}$) nimmt die Anodenwechselspannung mit kleiner werdender Frequenz zu. Durch eine geeignete Dimensionierung soll versucht werden, mit Hilfe dieser Spannungszunahme die durch den Spannungsteiler verursachte Abnahme der Stufenausgangsspannung $\mathfrak{U}_{g2}$ zu kompensieren. Für die gezeichnete Schaltung könnten wir damit den Verstärkungsabfall infolge der Gitterkombination im unteren Frequenzgebiet vollständig beseitigen, die untere Grenzfrequenz

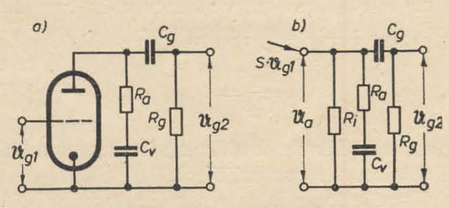


Bild 1: a) Prinzipschaltung einer Entzerrung zum Ausgleich des Verstärkungsabfalls durch die Gitterkombination bei tiefen Frequenzen
b) Ersatzschaltbild zu 1 a)

wäre $f_u = 0$. Dieser Idealfall ist jedoch mit einer Röhrenschaltung nicht zu verwirklichen, da C_v zum Zuführen der Anodengleichspannung durch einen Widerstand R_v überbrückt werden muß. Nach der nun vollständigen Ersatzschaltung (Bild 2, Seite 90) berechnen wir die Stufenverstärkung, wobei aus Gründen der Einfachheit im folgenden das durch die Gegenphasigkeit von Gitter- und Anodenspannung bedingte negative Vorzeichen bei der Verstärkung weggelassen wird.

$$\mathfrak{V}_e = \frac{\mathfrak{U}_{g2}}{\mathfrak{U}_{g1}}. \qquad (2)$$

Nach der Spannungsteilerregel erhalten wir für $\mathfrak{U}_{g2}$:

$$\mathfrak{U}_{g2} = \mathfrak{U}_a \cdot \frac{R_g}{R_g + \frac{1}{j\omega C_g}}. \qquad (3)$$

Für die Anodenspannung ergibt sich aus dem Ersatzschaltbild

$$\mathfrak{U}_a = S \cdot \mathfrak{U}_{g1} \frac{1}{\dfrac{1}{R_i} + \dfrac{1}{R_g + \dfrac{1}{j\omega C_g}} + \dfrac{1}{R_a + \dfrac{1}{\dfrac{1}{R_v} + j\omega C_v}}}. \qquad (4)$$

Aus den Gleichungen 3 und 4 folgt dann für die gesuchte Verstärkung

$$\mathfrak{V}_1 = S \cdot \frac{R_g}{\left(R_g + \dfrac{1}{j\omega C_g}\right)\left(\dfrac{1}{R_i} + \dfrac{1}{R_g + \dfrac{1}{j\omega C_g}} + \dfrac{1}{R_a + \dfrac{1}{\dfrac{1}{R_v} + j\omega C_v}}\right)}.$$

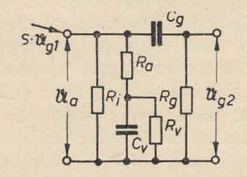


Bild 2: Durch R_v vervollständigtes Ersatzschaltbild der Entzerrerschaltung

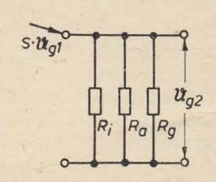


Bild 3: Ersatzschaltung einer Verstärkerstufe bei mittleren Frequenzen

Durch Erweitern mit R_a und nach Ausführung der Multiplikation im Nenner erhalten wir

$$\mathfrak{V}_1 = S \cdot R_a \frac{1}{\dfrac{R_a}{R_g} + \dfrac{R_a}{R_i}\left(1 + \dfrac{1}{j\omega C_g R_g}\right) + \left(1 + \dfrac{1}{j\omega C_g R_g}\right) \cdot \dfrac{R_a}{R_a + \dfrac{R_v}{1 + j\omega C_v R_v}}}$$

Schließlich läßt sich der letzte Ausdruck im Nenner noch vereinfachen, und die Stufenverstärkung wird damit

$$\mathfrak{V}_1 = S \cdot R_a \cdot \frac{1}{\dfrac{R_a}{R_g} + \dfrac{R_a}{R_i}\left(1 + \dfrac{1}{j\omega C_g R_g}\right) + \dfrac{(1 + j\omega C_g R_g)(R_a + j\omega C_v R_v R_a)}{j\omega C_g R_g (R_a + R_v + j\omega C_v R_v R_a)}}. \qquad (5)$$

Durch die Entzerrung soll die in (5) berechnete Verstärkung gleich der mittleren Verstärkung V_m und damit frequenzunabhängig werden. Wir führen nun zweckmäßig eine Normierung $\mathfrak{V}_1/V_m$ ein und versuchen die Bedingung

$$\frac{\mathfrak{V}_1}{V_m} = 1 \qquad (6)$$

durch entsprechende Dimensionierungsforderungen für die verwendeten Schaltelemente zu erfüllen.

Die mittlere Verstärkung ist vorhanden, wenn bei genügend hohen Frequenzen der Einfluß der frequenzabhängigen Widerstände vernachlässigbar klein wird. Aus dem dann gültigen Ersatzschaltbild (Bild 3) entnehmen wir die Verstärkung:

$$V_m = S \cdot R_a \cdot \frac{1}{\dfrac{R_a}{R_i} + \dfrac{R_a}{R_g} + 1}. \qquad (7)$$

Die relative Stufenverstärkung ergibt sich damit aus den Gleichungen (5) und (7) zu

$$\frac{\mathfrak{V}_1}{V_m} = \frac{\dfrac{R_a}{R_g} + \dfrac{R_a}{R_i} + 1}{\dfrac{R_a}{R_g} + \dfrac{R_a}{R_i}\left(1 + \dfrac{1}{j\omega C_g R_g}\right) + \dfrac{(1 + j\omega C_g R_g)(R_a + j\omega C_v R_v R_a)}{j\omega C_g R_g (R_a + R_v + j\omega C_v R_v R_a)}}. \qquad (8)$$

Eine Ähnlichkeit der Ausdrücke in Zähler und Nenner ist zweifellos vorhanden, jedoch ist leicht einzusehen, daß eine exakte Identität nicht herzustellen ist, da im Nenner weder der Faktor von R_a/R_i noch der dritte Summand unter gleichen Bedingungen gleich 1 gemacht werden kann. Für Pentoden, deren Innenwiderstand sehr viel größer als der Außenwiderstand ist, gilt mit genügender Genauigkeit die Näherung

$$\frac{\mathfrak{V}_1}{V_m} = \frac{\dfrac{R_a}{R_g} + 1}{\dfrac{R_a}{R_g} + X}, \qquad (9)$$

$$X = \frac{(1 + j\omega C_g R_g)(R_a + j\omega C_v R_v R_a)}{j\omega C_g R_g (R_a + R_v + j\omega C_v R_v R_a)}.$$

Nach Division durch R_v kann man für X auch schreiben

$$X = \frac{(1 + j\omega C_g R_g)\left(\dfrac{R_a}{R_v} + j\omega C_v R_a\right)}{\left(\dfrac{R_a}{R_v} + 1 + j\omega C_v R_a\right) j\omega C_g R_g}. \qquad (10)$$

Läßt sich durch entsprechende Dimensionierung der Schaltelemente für X der Wert 1 erreichen, so ist mit Gleichung (9) die Bedingung (6) erfüllt, die Verstärkung fällt nicht ab. Das ist gemäß (10) aber nur für den Fall zu verwirklichen, daß $R_v = \infty$ wird, was aber praktisch wegen der notwendigen Anodenspannungsversorgung nicht möglich ist. Der geforderte Wert $X = 1$ ließe sich im Idealfall erreichen, wenn

$$C_g \cdot R_g = C_v \cdot R_a. \qquad (11)$$

Mit einer für die Praxis genügenden Genauigkeit läßt sich diese Bedingung auch bei einem endlichen Wert von R_v verwenden, wenn nur gemäß (10) das Verhältnis R_a/R_v recht klein gewählt wird, also

$$\frac{R_a}{R_v} \ll 1. \qquad (12)$$

Das bedeutet letzten Endes nichts anderes, als daß bei den niedrigsten Frequenzen der Widerstand R_v noch groß gegenüber der Impedanz von C_v bleibt,

$$R_v \gg \frac{1}{\omega_u \cdot C_v}. \qquad (12a)$$

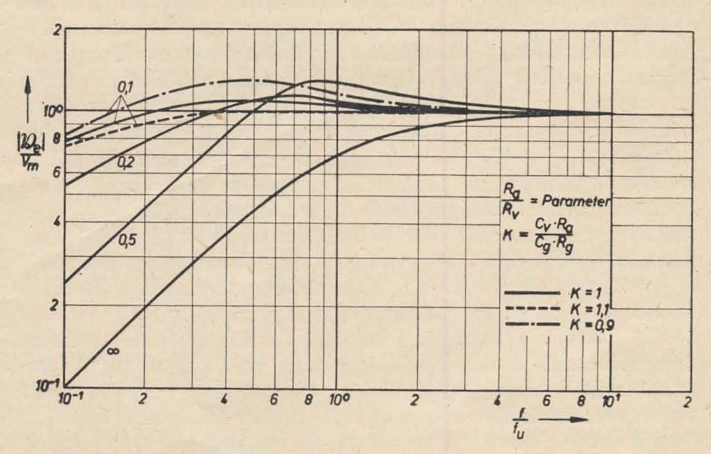


Bild 4: Frequenzgang der normierten Verstärkung bei tiefen Frequenzen für eine Schaltung nach Bild 2. Frequenz normiert auf untere Grenzfrequenz ohne Entzerrung

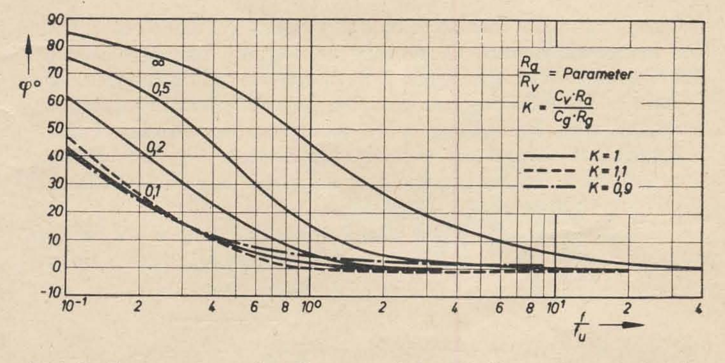


Bild 5: Frequenzgang des Phasenwinkels der Verstärkung bei tiefen Frequenzen für eine Schaltung nach Bild 2. Frequenz normiert auf untere Grenzfrequenz ohne Entzerrung

Aus den Bedingungen (12) und (12a) geht hervor, daß im wesentlichen der Widerstand R_v die Abhängigkeit der Verstärkung und des Phasenwinkels von der Frequenz bedingt. Diese Abhängigkeit ist in den Bildern 4 und 5 für verschiedene Parameter dargestellt.

Die ausgezogenen Kurven gelten, wenn die Abgleichbedingung (11) erfüllt ist. Das Verhältnis R_a/R_v ist dabei Parameter. Wie aus den Kurven zu ersehen, ist der Abgleich um so vollkommener, je besser die Bedingung (12) erfüllt ist. Für ein vorgegebenes Verhältnis R_a/R_v kann der Verlauf der Verstärkung noch verbessert werden, wenn man $R_a C_v > R_g C_g$ macht, was allerdings eine Verschlechterung des Phasenabgleichs zur Folge hat. Umgekehrt erhalten wir im Falle $R_a C_v < R_g C_g$ eine Verbesserung des Phasenverlaufs bei gleichzeitiger Verschlechterung des Frequenzganges der Verstärkung. In jedem Falle läßt sich aber gegenüber dem normalen Verlauf ohne Entzerrung die untere Grenzfrequenz beträchtlich herabsetzen.

2. Ausgleich des Einflusses der Katodenkombination

Verwendet man zur Erzeugung der Gittervorspannung eine Katodenkombination, so entsteht infolge der bei tiefen Frequenzen endlichen Katodenimpedanz

$$\mathfrak{R}_k = \frac{R_k}{1 + j\omega C_k R_k} \qquad (13)$$

eine verstärkungsmindernde Stromgegenkopplung. Die gegengekoppelte Röhre kann man bekanntlich als eine Röhre mit geänderten Kennwerten (S', R_i', D') auffassen[1]).

Bei Stromgegenkopplung einer Pentode gilt

$$S' = S \cdot \frac{1}{1 + S \cdot \mathfrak{R}_k}, \qquad (14)$$

$$R_i' = R_i (1 + S \cdot \mathfrak{R}_k). \qquad (15)$$

Da die Kennwerte der gegengekoppelten Röhre den frequenzabhängigen Einfluß der Katodenkombination bereits enthalten, läßt sich die gesuchte Verstärkung aus der Ersatzschaltung (Bild 6) berechnen:

$$\mathfrak{U}_a = S' \cdot \mathfrak{U}_{g1} \frac{1}{\frac{1}{R_i'} + \frac{1}{R_a + \frac{1}{\frac{1}{R_v} + j\omega C_v}}}.$$

Vereinfacht erhalten wir

$$\mathfrak{V}_2 = \frac{\mathfrak{U}_a}{\mathfrak{U}_{g1}} = S' \frac{1}{\frac{1}{R_i'} + \frac{1 + j\omega C_v R_v}{R_a + R_v + j\omega C_v R_v R_a}},$$

und nach Erweiterung mit R_a

$$\mathfrak{V}_2 = S' \cdot R_a \frac{1}{\frac{R_a}{R_i'} + \frac{R_a + j\omega C_v R_v R_a}{R_v + R_a + j\omega C_v R_v R_a}}. \qquad (16a)$$

Für Pentoden läßt sich allgemein die Bedingung $R_i \gg R_a$ erfüllen. Im vorliegenden Fall einer Stromgegenkopplung ist gemäß (15) mit $R_i' > R_i$ das Verhältnis R_a/R_i' noch kleiner als im Normalfall einer Stufe ohne Gegenkopplung. Wir können also den Quotienten $\frac{R_a}{R_i'}$ in (16a) vernachlässigen und erhalten mit (14)

$$\mathfrak{V}_2 = \frac{S \cdot R_a}{1 + S \cdot \mathfrak{R}_k} \cdot \frac{R_v + R_a + j\omega C_v R_v R_a}{R_a + j\omega C_v R_v R_a}. \qquad (16b)$$

Bezogen auf die mittlere Verstärkung [Gleichung (7) für $R_a \ll R_i$, $R_g \gg R_a$]

$$V_{m2} = S \cdot R_a \qquad (7a)$$

erhalten wir

$$\frac{\mathfrak{V}_2}{V_{m2}} = \frac{1}{1 + S \cdot \mathfrak{R}_k} \left(1 + \frac{R_v}{R_a (1 + j\omega C_v R_v)}\right). \qquad (17)$$

Unter Verwendung von

$$\mathfrak{R}_v = \frac{R_v}{1 + j\omega C_v R_v} \qquad (18)$$

ergibt sich schließlich

$$\frac{\mathfrak{V}_2}{V_{m2}} = \frac{1 + \frac{\mathfrak{R}_v}{R_a}}{1 + S \cdot \mathfrak{R}_k}. \qquad (19)$$

Soll nun dieser Abfall der Verstärkung bei tiefen Frequenzen infolge der Katodenkombination kompensiert werden, so gilt

$$\frac{\mathfrak{R}_v}{R_a} = S \cdot \mathfrak{R}_k.$$

Unter Verwendung der Gleichungen (13) und (18) ergibt sich daraus

$$\frac{R_v}{1 + j\omega C_v R_v} = \frac{S \cdot R_a \cdot R_k}{1 + j\omega C_k R_k}.$$

Die Bedingungen für diese Identität sind aus der letzten Gleichung leicht abzulesen:

$$R_v = S \cdot R_a \cdot R_k, \qquad (20)$$

$$C_v R_v = C_k \cdot R_k. \qquad (21)$$

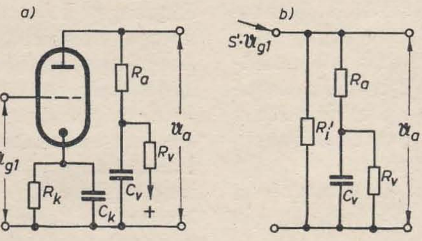


Bild 6:
a) Prinzipschaltung einer Entzerrung zum Ausgleich des Verstärkungsabfalls bei tiefen Frequenzen infolge der Katodenkombination
b) Ersatzschaltung zu 6a)

3. Ausgleich des Einflusses der Schirmgitterkombination

Die Schirmgitterkombination bei Pentoden hat einen ähnlichen Einfluß auf die Verstärkung wie die Katodenkombination. Er kann in der gleichen Weise ausgeglichen werden, wobei sich für die Verstärkung ganz analoge Gleichungen ergeben. Allerdings müssen wir hierbei berücksichtigen, daß für die entstehende Gegenkopplungsspannung am Schirmgitterwiderstand

$$\mathfrak{R}_{sg} = \frac{R_{sg}}{1 + j\omega C_{sg} R_{sg}} \qquad (22)$$

der Schirmgitterdurchgriff als Faktor eingeht und daß die Steuerung des Anodenstromes durch die Gegenkopplungsspannung mit der viel kleineren Schirmgittersteilheit S_{sg} erfolgt. In diesem Falle erhalten wir für die normierte Verstärkung

$$\frac{\mathfrak{V}_3}{V_{m3}} = \frac{1 + \frac{\mathfrak{R}_v}{R_a}}{1 + S_{sg} \cdot D_{sg} \cdot \mathfrak{R}_{sg}}, \qquad (23)$$

und analog ergeben sich die Bedingungen für den Abgleich (Kompensation des Abfalls der Verstärkung bei tiefen Frequenzen):

$$R_v = S_{sg} \cdot D_{sg} \cdot R_{sg} \cdot R_a, \qquad (24)$$

$$C_v R_v = C_{sg} \cdot R_{sg}. \qquad (25)$$

Dieser Ausgleich ist jedoch im allgemeinen nicht notwendig — er wurde der Vollständigkeit halber erwähnt —, wenn man von vornherein das Produkt $R_{sg} \cdot C_{sg}$ genügend groß wählt, was hier im Gegensatz zur Katodenkombination in den meisten Fällen möglich ist. Außerdem wäre bei der großen Zahl der zu erfüllenden Bedingungen die Dimensionierung der Schaltelemente nicht mehr ganz einfach.

Für den praktischen Betrieb, vor allem bei mehrstufigen Entzerrern, ist es notwendig, für eine gute Entkopplung der Anodenspannungen zu sorgen, da sonst bei extrem kleinen Grenzfrequenzen die Schwingneigung in Form des bekannten Blubberns sehr groß ist. In besonderen Fällen sind dann getrennte Netzteile zu empfehlen.

---

[1]) Siehe „Die untere Grenzfrequenz bei RC-Verstärkern" RADIO UND FERNSEHEN Nr. 21 (1957) S. 673.

Mitteilung aus dem VEB Stern-Radio Sonneberg

Ing. H. WESSER

Mittelsuper „Consul" mit Schaltuhr

Bei dem vom VEB Stern-Radio Sonneberg entwickelten Rundfunkgerät 697/57 WUS „Consul" handelt es sich um einen 7-Röhren-Mittelklassensuper für Wechselstrom mit 6 AM- und 9 FM-Kreisen. Das Einschalten der 4 Wellenbereiche und des Tonabnehmers geschieht durch Drucktasten.

UKW-Teil

Aus Gründen der Standardisierung und einer einheitlichen Fertigung von Bauteilen wurde der Standard-UKW-Teil verwendet. Mit diesem UKW-Tuner werden eine ausreichende Verstärkung, ein geringer Temperaturgang und eine geringe Störausstrahlung gewährleistet.

Das erste System der ECC 85 ist in neutralisierter Zwischenbasisschaltung ausgeführt, das zweite arbeitet als selbstschwingende Mischstufe. Durch die Kapazitäten C_{14} und C_{15} wird die Mischröhre entdämpft und somit günstig an das nachfolgende Bandfilter angepaßt.

Durch Verwendung einer Stichleitung im Antenneneingang und der sorgfältigen Bemessung der Oszillatorbrücke sowie dem zusätzlichen Kurzschluß durch C_{13} im Anodenkreis der Oszillatorröhre ist es gelungen, die Störstrahlung des Gerätes so niedrig zu halten, daß die vorgeschriebenen Werte über Störstrahlungen der Deutschen Post eingehalten bzw. unterschritten werden.

AM-Mischstufe

Die AM-Mischstufe enthält die Standardmischröhre ECH 81, deren Heptodensystem bei AM-Empfang als Mischröhre dient.

Der Fußpunktkondensator C_{18} hat mit 2,5 nF eine verhältnismäßig niedrige Kapazität, um einen möglichst hohen Eingangswert zu erzielen. Sie ist aber noch ausreichend, um eine Verstimmung des Gitterkreises durch eine zu große Antennenkapazität kleinzuhalten. Die Stromkopplung gewährleistet außerdem eine ausreichende Spiegelwellenselektion. Parallel zu C_{18} ist der Widerstand R_7 geschaltet, der eine Brummodulation verhindert. In der Antennenzuleitung liegt ferner noch ein Sperrkreis (C_1, L_2) für die Zwischenfrequenz 473 kHz. Der Kondensator C_1 des Sperrkreises wirkt gleichzeitig als Verkürzungskapazität bei großen Antennen. Der Triodenteil der ECH 81 arbeitet als Oszillator, und zwar bei Kurzwelle in Meißner-Rückkopplungsschaltung und bei Mittel- und Langwelle in Colpitts-Schaltung.

ZF-Verstärker und Demodulator

Auf den UKW-Teil folgt ein zweistufiger ZF-Verstärker. Als erste ZF-Stufe arbeitet das Hexodensystem der ECH 81. Hierbei wird die Regelspannung kurzgeschlossen, so daß R_8 und C_{24} als Vorbegrenzerglied wirken können. Das Gitter des Triodenteiles der ECH 81 wird ebenfalls an Masse gelegt, um Rückwirkungen auszuschalten. Als zweiter ZF-Verstärker folgt die EF 89. Diese Stufe ist neutralisiert (C_{48}, C_{55}), wodurch erreicht wird, daß der ZF-Verstärker stabil ist und keine Verformungen der Durchlaßkurve auftreten.

Zwei neue Röhren für Autosuper

Die Verwendung von Transistoren in der Endstufe des Autosupers ermöglicht eine entscheidende Einsparung an Batterieleistung. Ein großer Vorteil liegt u. a. darin, daß diese Stufe direkt aus der Autobatterie gespeist werden kann. Um den Zerhacker auch bei der Versorgung der davor liegenden Verstärkerröhren auszuschalten, ist man zwei Wege gegangen:

a) Bestückung der Verstärkerstufen mit Röhren der Niedervoltserien,

b) Betrieb der in Netzempfängern üblichen Röhren mit herabgesetzter Anodenspannung.

Zu a)

Hierbei werden Röhren verwendet, die ihre Anoden- bzw. Schirmgitterspannungen direkt aus der Autobatterie beziehen: ECH 83, EF 97, EF 98 und EBF 83. Mit ihnen ist es möglich, in Verbindung mit der Transistorleistungsstufe vollwertige Super für den Lang-, Mittel- und Kurzwellenbereich zu bauen. Um dem Wunsch auf Einbeziehung auch des UKW-Bandes gerecht zu werden, wurde eine neue Doppeltriode in Spanngittertechnik, die ECC 86, geschaffen. Mit dieser konnte trotz der niedrigen zur Anwendung kommenden Spannungen ein beachtlich gutes Signal/Rausch-Verhältnis erzielt werden.

Zu b)

Die zweite Möglichkeit ohne mechanischen Zerhacker auszukommen besteht in der Verwendung normaler Rundfunkröhren zusammen mit einem elektronischen Gleichspannungswandler. Um diesen so einfach und betriebssicher wie möglich zu machen, muß die Betriebsspannung für die Röhrenstufen auf 60 V reduziert werden. Zwischen den Röhren des NF-, ZF- und Demodulatorteiles — EF 89, ECH 81, EBF 89 usw. — und der Transistorendstufe ist ein Bindeglied erforderlich,

1. für die Funktion der NF-Vorverstärkung und
2. für die Erzeugung der Treiberleistung.

Hierfür wurde ein weiterer neuer Typ, die ECF 83 als Verbundröhre, entwickelt, die ein Pentoden- und ein Triodensystem enthält. Die Pentode ähnelt in ihrem Aufbau der EF 83 und hat wie diese eine Regelkennlinie. Durch Einbeziehung der NF-Vorstufe in die Regelung kann das Gerät mit einer sehr ausgeglichenen Regelkennlinie ausgestattet werden. Mit einer Steilheit von etwa 1,3 mA/V ist die erzielbare Verstärkung der Pentode hoch genug, um das zweite System, die Leistungstriode, voll auszusteuern. Bei einer vorgegebenen Anodenspannung von 60 V ist diese Triode in der Lage, eine Sprechleistung von etwa 50 mW abzugeben. Das ist ausreichend, um die Transistorendstufe voll auszusteuern und die Leistungsverluste im Treibertrafo zu decken.

Vorläufige technische Daten

ECC 86 UKW-Doppeltriode für niedrige Betriebsspannungen

Heizung

Mit Gleich- oder Wechselstrom indirekt geheizte Röhre

$U_f = 6{,}3$ V $I_f = 330$ mA

Meßwerte je System		Grenzwerte je System	
U_a	6,3 V	U_a	30 V
U_g	−0,45 V	N_a	0,6 W
I_a	1 mA	I_k	20 mA
S	2,6 mA/V	R_g	1 MΩ
μ	13	$U_{f/k}$	30 V
		$R_{f/k}$	20 kΩ

Betriebswerte

HF-Verstärker		selbstschwingende Mischröhre	
U_a	6,3 V	U_b	6,3 V
U_g	0 V	R_{av}	500 Ω
R_g	100 kΩ	R_g	220 kΩ
		$\mathfrak{U}_{oszeff}$	0,7 V
I_a ca.	1 mA	I_a ca.	0,5 mA
S ca.	2,6 mA/V	S_c ca.	0,8 mA/V
R_i ca.	4,5 kΩ	R_{ic} ca.	10 kΩ

Kapazitäten

c_e	3 pF	$c_{aI/aII}$	$\leqq 50 \cdot 10^{-3}$ pF
c_a	1,8 pF	$c_{gI/gII}$	$\leqq 5 \cdot 10^{-3}$ pF
$c_{g/a}$	1,4 pF	$c_{aI/gII}$	$\leqq 5 \cdot 10^{-3}$ pF

ECF 83 NF-Triode-Pentode

Heizung

Mit Gleich- oder Wechselstrom indirekt geheizte Röhre

$U_f = 6{,}3$ V $I_f = 430$ mA

Meßwerte

	Triode		Pentode	
U_a	60		60	V
U_{g2}			50	V
U_{g1}	−3,8		−1,6	V
I_a	6		3	mA
S	4,2		1,8	mA/V
μ	10,5	$\mu_{g2/g1}$	12,5	
R_i			600	kΩ

Grenzwerte

	Triode		Pentode	
U_{aL}	550		550	V
U_a	300		300	V
N_a	1		1	W
U_{g2}			200	V
N_{g2}			0,2	W
I_k	16		6	mA
R_{g1}	3	($N_a < 0{,}2$ W)	10	MΩ
		($N_a > 0{,}2$ W)	3	MΩ
		(U_{g1} durch R_{g1} erzeugt)	22	MΩ
U_{ge} ($I_{g1} \leqq 0{,}3\,\mu$A)	−1,3		−1,3	V
$U_{f/k}$			100	V

Kapazitäten

Triode		Pentode		Triode-Pentode
c_e	5		4	$c_{g1/gT} \leqq 10 \cdot 10^{-3}$ pF
c_a	1,5		6	$c_{g1/aT} \leqq 6 \cdot 10^{-3}$ pF
$c_{g/a}$	2,7	$c_{g1/aP}$	$\leqq 30 \cdot 10^{-3}$	$c_{aT/aP} \leqq 100 \cdot 10^{-3}$ pF
		$c_{g/f}$	$\leqq 3 \cdot 10^{-3}$	pF

Sockelanschlüsse

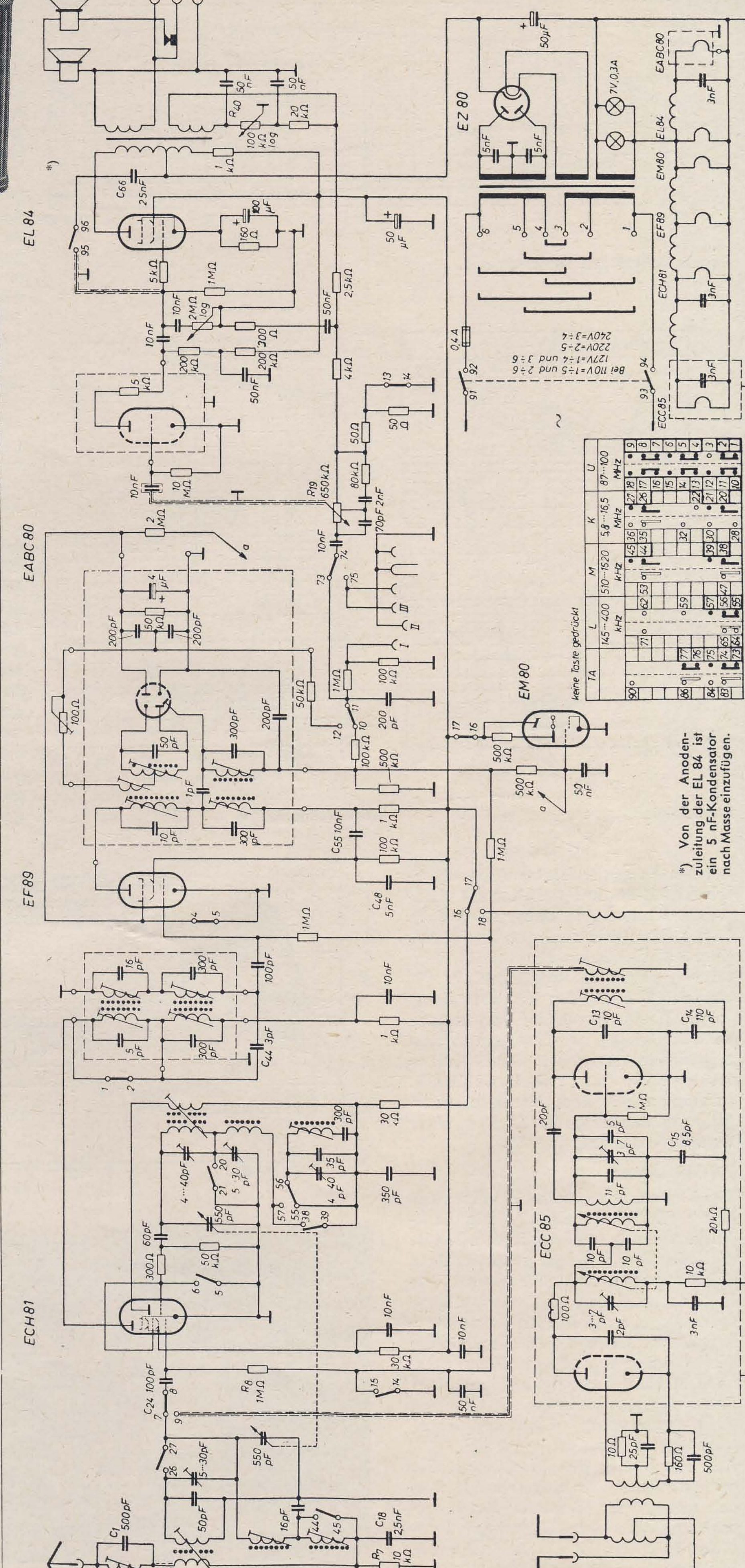
ECC 86: f, a_I, g_I, k_I, s, a_{II}, g_{II}, k_{II}, f

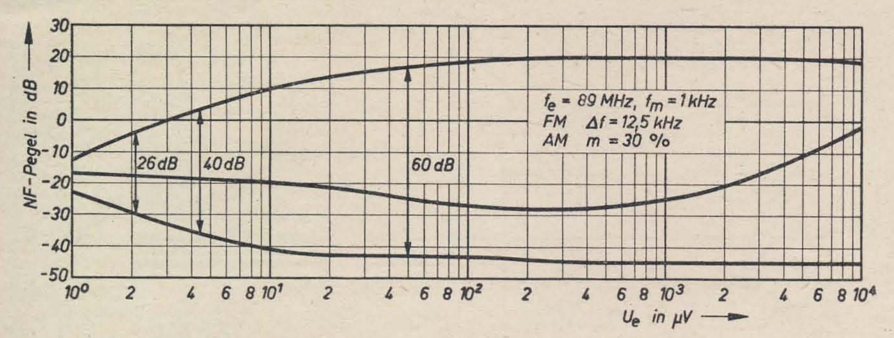
ECF 83: f, a_p, g_2, k, g_3 s, g_1, k_T, g_T, a_T, f

Nach Telefunken-Informationen

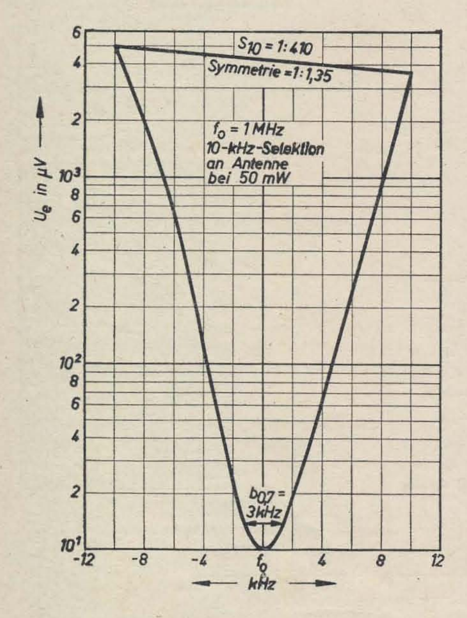
Technische Daten

Stromart: Wechselstrom
Netzspannungen:
  110, 127, 220, 240 V
Leistungsaufnahme:
  etwa 60 W bei 220 V
Röhrenbestückung:
  ECC 85, ECH 81, EF 89, EABC 80, EL 84, EM 80
Netzgleichrichter: EZ 80
Zahl der Kreise: AM 6, FM 9
Zwischenfrequenz:
  AM 473 kHz, FM 10,7 MHz
Wellenbereiche:
  U 87 ··· 100 MHz
  K 5,8 ··· 16,5 MHz
  M 510 ··· 1620 kHz
  L 145 ··· 400 kHz
HF-Empfindlichkeiten:
  U: 4 µV bei Geräuschabstand 26 dB gemessen mit Ohrkurvenfilter (nach CCIR), Frequenzhub 12,5 kHz, f_m = 1000 Hz
  K: 30 µV bei 50 mW Ausgangsleistung und m = 30%
  M: 25 µV bei 50 mW Ausgangsleistung und m = 30%
  L: 25 µV bei 50 mW Ausgangsleistung und m = 30%
  K, M, L gemessen mit künstlicher Antenne 200 pF, 400 Ω
ZF-Empfindlichkeiten:
  FM: am Gitter 1 der ECH 81 700 µV am Gitter 1 der EF 89 25 mV
  AM: am Gitter 1 der ECH 81 20 µV am Gitter 1 der EF 89 1,5 mV für 50 mW Ausgangsleistung
UKW-Antenneneingangsimpedanz:
  240 Ω symmetrisch
ZF-Sperrkreis:
  für 473 kHz vorhanden
Schwundausgleich:
  auf 2 Röhren wirkend
Lautstärkeregler:
  stetig regelbar, gehörrichtig
Klangregelung:
  stetig regelbar, getrennte Höhen- und Tiefenregelung
Gegenkopplung:
  Frequenzabhängig von der Sekundärseite des Ausgangstrafos (Gegenkopplungswirkung) am Fußpunkt des Lautstärkereglers
Ausgangsleistung:
  etwa 3 W (bei K = 10%)
Lautsprecher:
  2 permanentdynamische 2-W-Breitbandlautsprecher
Anschluß für Zusatzlautsprecher:
  vorhanden, Anpassung niederohmig, eingebauter Lautsprecher abschaltbar
Tonabnehmeranschluß:
  vorhanden, NF-Empfindlichkeit 10 mV für 50 mW bei 1000 Hz
Anschluß für Tonbandgerät:
  genormter Diodenanschluß (Quellwiderstand 100 kΩ)

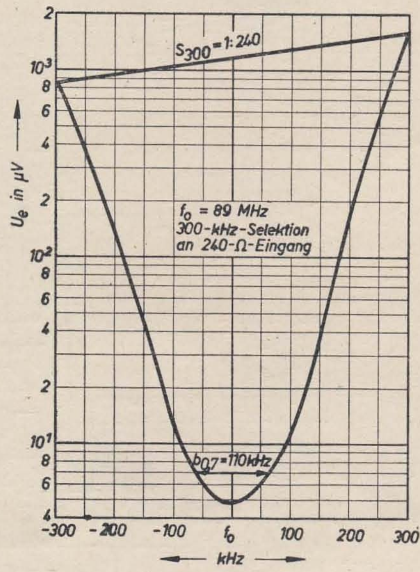




Empfindlichkeit und Rauschabstand.



AM-Selektionskurve

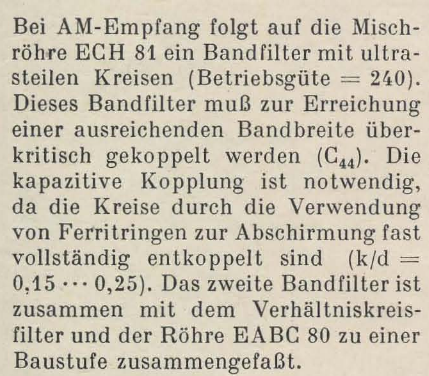


FM-Selektionskurve

Schaltuhr

Die eingebaute Schaltuhr hat ein mechanisches Gangwerk; eine elektrische Uhr wäre zu sehr den Zufälligkeiten von Netzabschaltungen und nicht stimmender Periodendauer ausgesetzt. Die verwendete Uhr ist mit einem 8-Tage-Uhrwerk ausgestattet, besitzt Edelsteinlager und ist vollkommen staubgeschützt. Das Gerät besitzt keinen Ein- und Ausschalter in der herkömmlichen Form (Lautstärkeregler mit Schalter oder Drucktaste), sondern kann mit dem linken kleinen Knopf der Schaltuhr durch eine Drehung nach links von Hand aus eingeschaltet werden. Wird dieser Knopf nach rechts gedreht, so rastet eine Automatik ein, die es gestattet, das Gerät je nach Einstellung 20 bis 60 Minuten in Betrieb zu nehmen. Nach der eingestellten Zeit wird das Gerät dann automatisch abgeschaltet.

Mit dem rechten kleinen Knopf wird die Weckautomatik der Uhr eingestellt. Ist dies geschehen, so schaltet sich das Gerät bei der vorher eingestellten Weckzeit ein. Nach etwa fünf Minuten ertönt ein Weckton, der, wenn er nicht abgeschaltet wird, fast fünf Minuten hörbar ist. Die Schaltuhr kann auch in einem geschmackvollen Gehäuse vom Herstellerwerk VEB Feinmechanik Sonneberg geliefert werden, so daß auch andere Rundfunkgeräte mit betrieben werden können. Die Belastbarkeit der Schaltkontakte ist so ausgelegt, daß die zu schaltenden Geräte auch höhere Stromverbraucher sein können (Kochgeräte usw.).

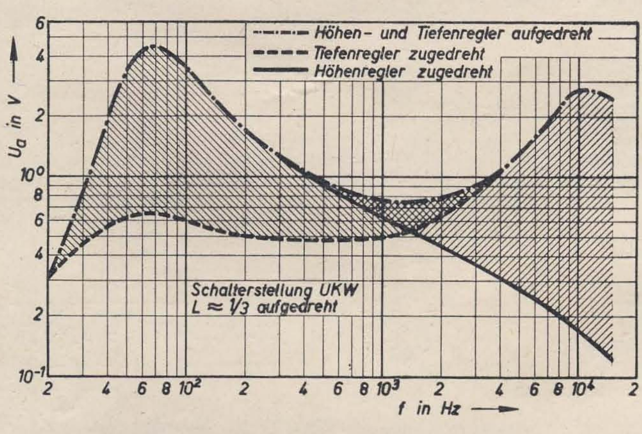


Bei AM-Empfang folgt auf die Mischröhre ECH 81 ein Bandfilter mit ultrasteilen Kreisen (Betriebsgüte = 240). Dieses Bandfilter muß zur Erreichung einer ausreichenden Bandbreite überkritisch gekoppelt werden (C_{44}). Die kapazitive Kopplung ist notwendig, da die Kreise durch die Verwendung von Ferritringen zur Abschirmung fast vollständig entkoppelt sind (k/d = 0,15 ··· 0,25). Das zweite Bandfilter ist zusammen mit dem Verhältniskreisfilter und der Röhre EABC 80 zu einer Baustufe zusammengefaßt.

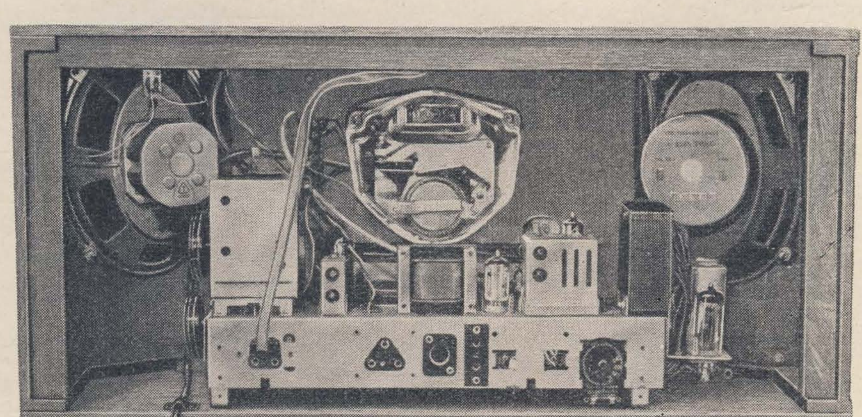
NF-Verstärker

Der Niederfrequenzverstärker ist zweistufig (EABC 80, EL 84). Die Lautstärkeregelung erfolgt mit dem Regler R_{19}. Sie ist mit einem gehörrichtigen Glied versehen. In den Fußpunkt des Reglers wird die Gegenkopplungsspannung eingespeist. Im Gegenkopplungskanal befindet sich ebenfalls der Tieftonregler R_{40}. Zu erwähnen wäre noch, daß der Ausgangstrafo mit einer Brummkompensationswicklung und einer getrennten Gegenkopplungswicklung versehen ist.

Zur Erzeugung des Wecktones, der mit der Schaltuhr eingeschaltet werden kann, wird Kontakt 95, 96 geschlossen und dem Gitter der Endröhre über dem Kondensator C_{66} eine Wechselspannung zugeführt.



Niederfrequenzkurve



Innenansicht des Consul

Röhreninformation DL 94
Teil 1 siehe RADIO UND FERNSEHEN Nr. 23 (1957),
Teil 2 siehe Nr. 1 (1958)

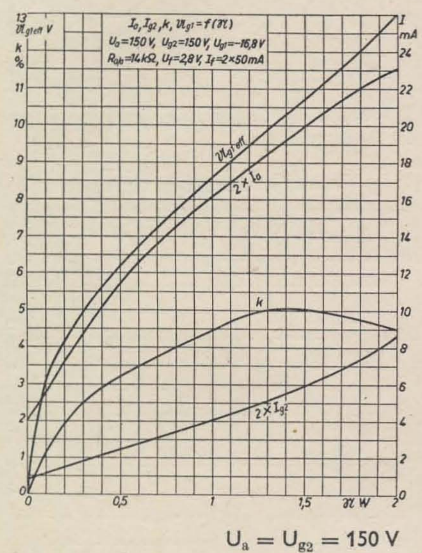
RÖHRENINFORMATION DL 94

bearbeitet von Ing. Fritz Kunze

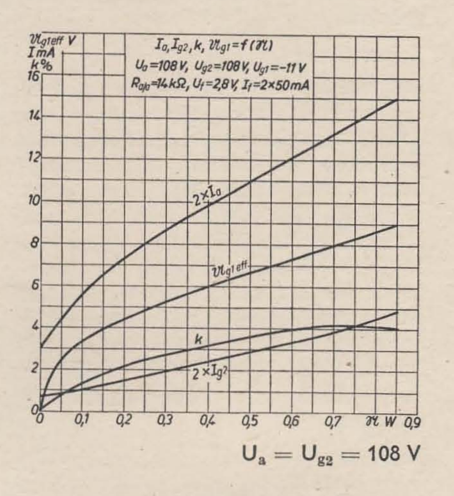
Teil 3

Klirrfaktor- und Aussteuerungskurven

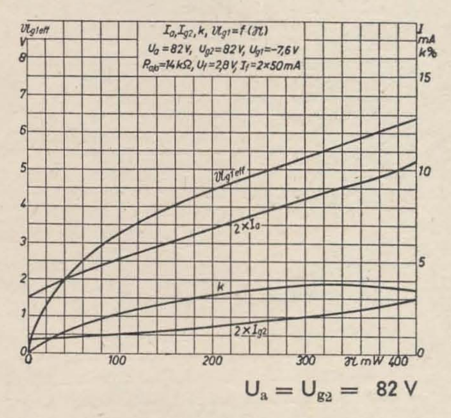
Gegentakt-B-Verstärkung bei $U_f = 2{,}8$ V, $I_f = 2 \times 50$ mA



$U_a = U_{g2} = 150$ V

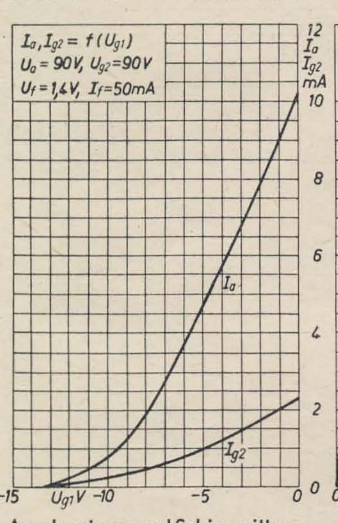


$U_a = U_{g2} = 108$ V

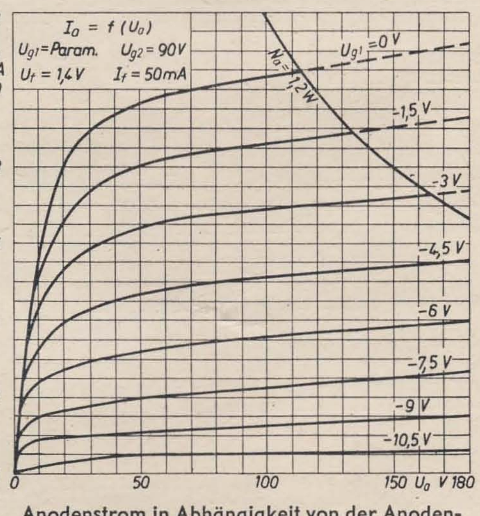


$U_a = U_{g2} = 82$ V

Statische Kennlinien bei $U_f = 1{,}4$ V, $I_f = 50$ mA (Sparschaltung)



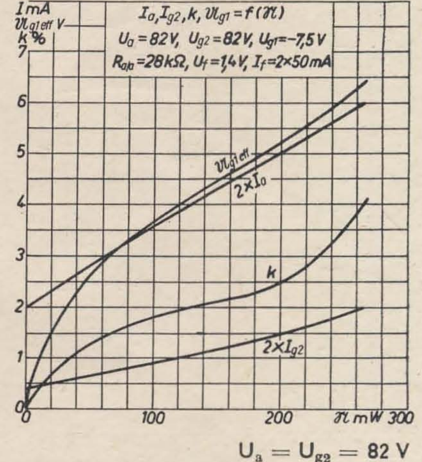
Anodenstrom und Schirmgitterstrom in Abhängigkeit von der Gittervorspannung

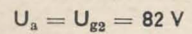


Anodenstrom in Abhängigkeit von der Anodenspannung

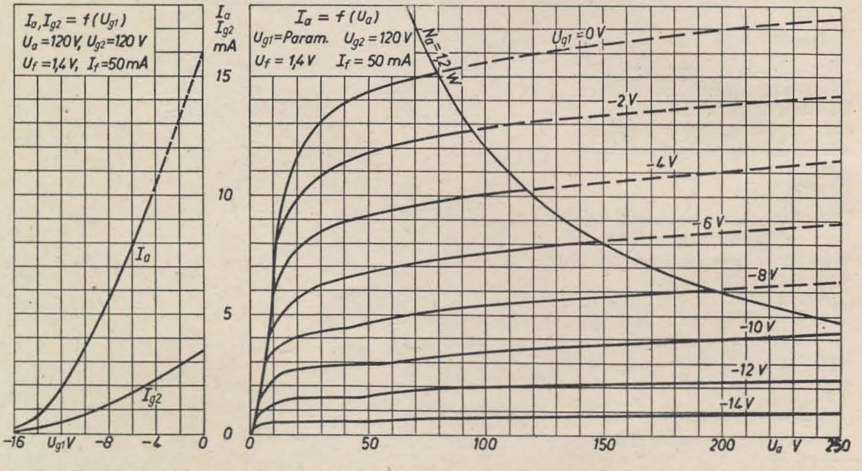
Klirrfaktor- und Aussteuerungskurven

Gegentakt-B-Verstärkung bei $U_f = 1{,}4$ V, $I_f = 2 \times 50$ mA (Sparschaltg.)





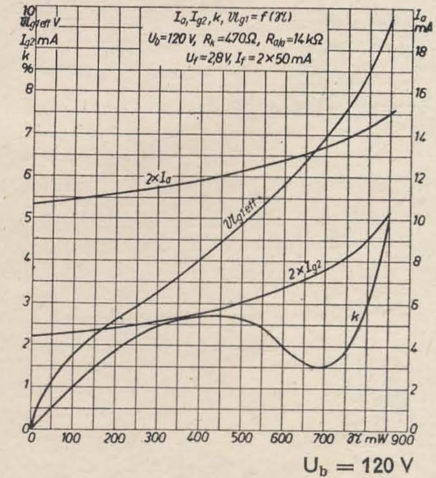
$U_a = U_{g2} = 82$ V



Anodenstrom und Schirmgitterstrom in Abhängigkeit von der Gittervorspannung

Anodenstrom in Abhängigkeit von der Anodenspannung

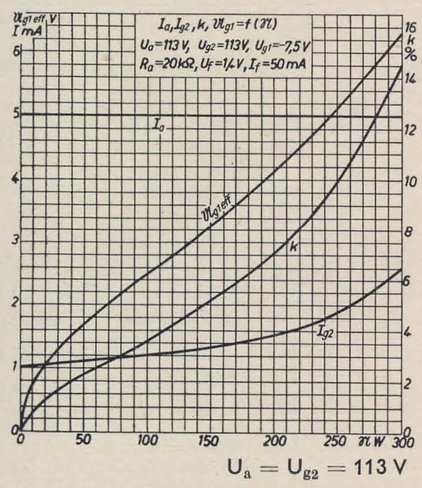
Gegentakt-AB-Verstärkung bei $U_f = 2{,}8$ V $I_f = 2 \times 50$ mA



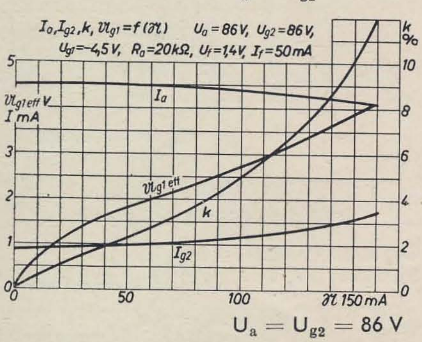
$U_b = 120$ V

Klirrfaktor- und Aussteuerungskurven der DL 94 bei $U_f = 1{,}4$ V, $I_f = 50$ mA (Sparschaltung)

Eintakt-A-Verstärkung

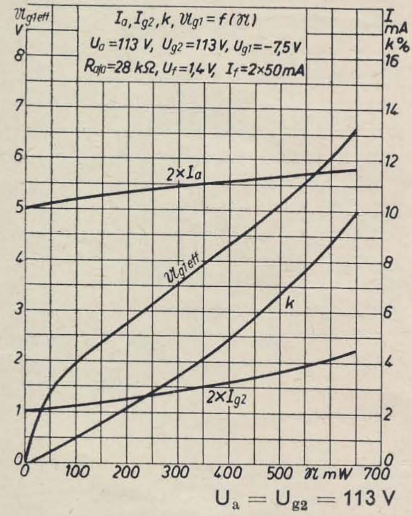


$U_a = U_{g2} = 113$ V

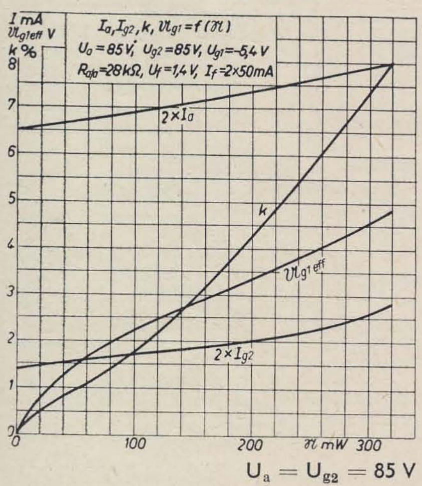


$U_a = U_{g2} = 86$ V

Zwei Röhren in Gegentakt-A-Verstärkung



$U_a = U_{g2} = 113$ V



$U_a = U_{g2} = 85$ V

UY 82

Aufbau

Miniaturröhre mit neun Stiften (Novalröhre), Nenngröße 62. Das System ist senkrecht auf dem Preßteller aufgebaut.

Verwendung

Indirekt geheizte Einweg-Netzgleichrichterröhre zur Erzeugung der Anodenspannung von größeren mit U-Röhren bestückten Allstromempfängern, bei denen die UY 85 nicht ausreicht. Zwischen Heizfaden und Katode ist eine Spitzenspannung von 550 V zugelassen, so daß der Heizfaden der UY 82 mit den Heizfäden der anderen Röhren des Empfängers in Serie geschaltet werden kann. Bei Spannungen über 127 V muß im Anodenkreis ein Schutzwiderstand vorhanden sein.

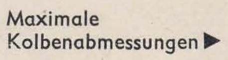
Hersteller

VEB Funkwerk Erfurt.

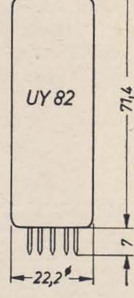
Heizung

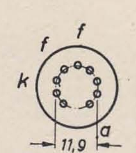
Indirekt geheizte Oxydkatode für Allstrombetrieb, Serienheizung.

Heizspannung	U_f	60	V
Heizstrom	I_f	0,1	A



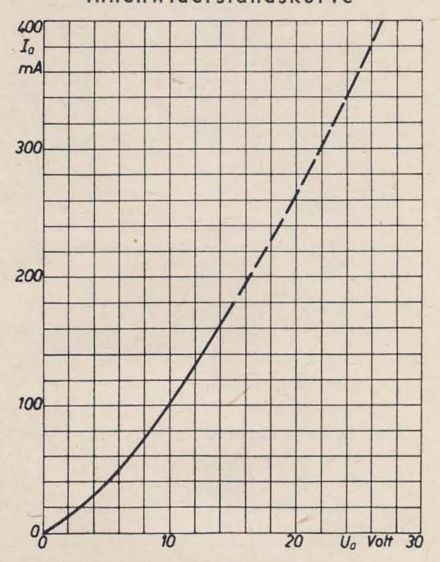
Maximale Kolbenabmessungen ▶



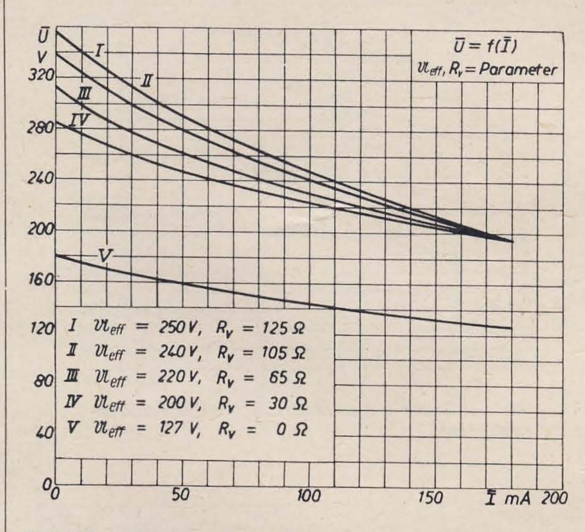


▲ Anschluß der Sockelstifte, von unten gegen die Stifte gesehen

Innenwiderstandskurve



▲ Anodenstrom in Abhängigkeit von der Anodenspannung



◀ Gleichgerichtete Spannung in Abhängigkeit vom gleichgerichteten Strom

Betriebswerte

Transformatorspannung bzw. Netzspannung	$\mathfrak{U}_{eff}$	250	240	220	200	127	V
Ladekondensator	C_L	60	60	60	60	60	µF
Schutzwiderstand	R_v	125	105	65	30	0	Ω
entnommener Gleichstrom	$\bar{I}$	180	180	180	180	180	mA
hierbei beträgt die Gleichspannung etwa	$\bar{U}$	195	195	195	195	127	V

Grenzwerte

Transformatorspannung bzw. Netzspannung	$\mathfrak{U}_{eff\,max}$			250			V
Anodenspitzenspannung[1]	$\hat{u}_{a\,max}$			700			V
entnehmbarer Gleichstrom	$\bar{I}_{max}$			180			mA
Anodenspitzenstrom	$\hat{i}_{a\,max}$			1100			mA
Ladekondensator	$C_{L\,max}$			60			µF
Spannung zwischen Heizfaden und Katode, Scheitelwert[2]	$\hat{u}_{f/k\,max}$			550			V
hierbei							
Wechselspannung	$\mathfrak{U}_{eff\,max}$			220			V
+ Gleichspannung	U_{max}			250			V
Bei einer Wechselspannung	$\mathfrak{U}_{eff}$	250	240	220	200	127	V
beträgt der Schutzwiderstand	$R_{v\,min}$	100	80	40	30	0	Ω

[1]) Wirksame Spitzenspannung zwischen Anode und Katode in der Sperrphase. Entspricht etwa dem 2,8fachen Effektivwert der Wechselspannung.

[2]) Katode positiv gegenüber dem Heizfaden.

TMO – telegraphic money order = telegrafische Geldanweisung

TMS – transmission measuring set = Pegelanzeiger, Dämpfungsmesser

TNT – theater network television = Fernsehübertragung aus einem Theater

– tuned not tuned (oscillator) = Oszillator mit abgestimmtem Anodenkreis und nichtabgestimmtem Gitterkreis

TO – tandem outlet = Verteilfernamt

– telegraph (or telephone) office = Telegrafenamt (oder Fernsprechamt)

TOO – time of origin = Abgangszeit (für eine Mitteilung oder Meldung)

TOPSEC – top secret (= TS) = streng geheim

TOR – time of receipt = Eingangszeit (für eine Mitteilung oder Meldung)

TOT – time of transmission = Sendezeit

TP – telephone = Fernsprecher

– teleprinter = Fernschreiber

– test point = Prüfstelle

– Tiefpaß

– tuned plate (circuit) = abgestimmter Anodenkreis

TPC – triple paper covered = dreifach mit Papier isoliert

tpi – threads per inch = Windungen pro Inch (2,54 cm)

TPO – traveling post office = Bahnpost

TPR – teleprinter = Fernschreiber

TPST – triple-pole single-throw (switch) = dreipoliger Ausschalter

TPTG / **tptg** – tuned plate tuned grid (oscillator) = Oszillator mit abgestimmten Anoden- und Gitterkreisen

TR – transmit/receive = Sende/Empfangs-

– transmitter = Sender

Tr – Transformator

Trafo – Transformator

TRANS – transformer = Transformator, Übertrager

– transmission = Sendung, Ausstrahlung

– transport = Transport

TRE – Telecommunication Research Establishment = Fernmeldetechnisches Forschungsamt (Großbritannien)

TRF / **trf** – tuned radio frequency (receiver) = Geradeausempfänger

TRK – truck = Lastkraftwagen (Lkw)

trk – trunk = Fernleitung

TRL – Telecommunication Research Laboratory = Fernmeldetechnisches Forschungslaboratorium (in Johannisburg, Südafrika)

tr/mn – tours par minute = Umdrehungen pro Minute (U/min)

TRS – tough rubber sheated = Gummihülle

TRU – Tonrufumsetzer (v bzw. z: für vierdrähtige bzw. zweidrähtige Einschaltung)

– transportable radio unit = tragbares Funkgerät

TS – Teilnehmerschaltung

– telephone set = Handapparat

– tensile strength = Zugfestigkeit

– top secret = streng geheim

– Trennschalter

t/s – turns per second = Umdrehungen pro Sekunde (U/s)

TSF – télégraphie ou téléphonie sans fil = drahtlose Telegrafie (Telefonie)

TSM – trouble shooting manual = Handbuch zur Fehlereingrenzung

TT – télégraphie et téléphones = télécommunications = Fernmeldewesen

– teletypewriter = Fernschreiber

– top-to-top = von Spitze zu Spitze

– Trenntaste

T.T. – telegraphic transfer = telegrafische Überweisung

TTY – teletypewriter = Fernschreiber

T.U. – thermal unit = (britische) Wärmeeinheit

– traffic unit = Verkehrseinheit (Belegungsstunde)

– transmission unit = Übertragungseinheit (= dB)

– tuning unit = Abstimmungsgerät

tu – tube, valve = Röhre

tung – tungsten = Wolfram

TV – television = Fernsehen

– testing voltage = Prüfspannung

– tube voltmeter = Röhrenvoltmeter

TVG – time-varied gain = zeitabhängige Empfindlichkeitsregelung

TVI – television interference = Fernsehstörung

TVÜ – Tagesverkehrsübersicht

TW – tail warning = Radarheckgerät zur Warnung vor Nachtjägern

– traveling wave = fortschreitende Welle

– twine = Schnur, Faden

TWA – Trans World Airlines = Weltfluglinien (Name einer amerikanischen Fluggesellschaft)

TWB – Temperaturwechselbeständigkeit

TWS – teletypewriter exchange service = Teilnehmertelegrafie

TWT – traveling wave tube = Wanderfeldröhre

TWUe – Tonwahlübertragung

TWX – teletype exchange = Fernschreibvermittlungsamt

TX – transmitter = sender

U

U – Haken- oder Gabelumschalter

– Spannung

– Umdrehung

– Umfang (auch: u)

– Uran, chemisches Element

U_a – Anodenspannung

U_g – Gitterspannung

U_k – Klemmenspannung

U (-System) – Zwölfbandsystem (TF-System mit 12 TF-Sprechwegen)

UA – microampere, microammeter = μA, Mikroamperemeter

UAI – Union Astronomique Internationale = Internationale Astronomische Union

UAL – Übergabeanruflampe

– United Air Lines = Luftverkehrslinien (in den USA)

UAM – underwater-to-air missile = Unterwassergeschoß gegen Luftziele

UAX – unit automatic exchange = kleine Fernsprechlandzentrale

UCP – units construction practice = Baukastenprinzip

UDC – Universal Decimal Classification = Allgemeine Dezimalklassifikation (= CDU)

Ue – Übertragung

Ü – Übertrager

ü – Übersetzungsverhältnis (nach AEF) = $\frac{w_1}{w_2}$

u.e.m. – unité électro-magnétique = elektromagnetische Einheit

UER – Union Européenne de Radiodiffusion = Europäischer Rundfunkverein

u.e.s. – unité électro-statique = elektrostatische Einheit

ÜF – Überweisungsfernamt

ÜKZ – Übergangskennzeichen

ÜL – Überwachungslampe

Ül – Überweisungsleitung

Ül-m – Meldeleitung

Ül-mv – wechselseitig betriebene Überweisungsleitung, in Fernvermittlungsrichtung auf Eingangs-Gruppenwähler geschaltet

Ül-t – wechselseitig betriebene Überweisungsleitung, auf ein Teilnehmeranruforgan geschaltet

ÜS – Übergabeschalter

ÜSL – Übergabeschlußlampe

UHF / **uhf** – ultra-high frequency = Höchstfrequenz (300 MHz bis 3000 MHz; 1 m bis 0,1 m)

UIC – Union Internationale des Chemins de fer = Internationaler Eisenbahnverband

UIG – Union Internationale de l'industrie du Gaz = Internationaler Verband der Gasindustrie

UIT – Union Internationale des Télécommunications = Internationaler Fernmeldeverein (nicht zu verwechseln mit dem folgenden)

– Union Internationale des Transports publics = Internationaler Verband für das öffentliche Transportwesen (nicht zu verwechseln mit dem vorhergehenden)

UK – United Kingdom = Vereinigtes Königreich (England, Schottland, Wales und Nordirland)

UKW – Ultrakurzwelle

UL – Underwriters Laboratory = Name eines (amerikanischen) Entwicklungslabors

ULF / **ulf** – ultra-low frequency = Niederfrequenz (20 Hz bis 20 kHz)

U/m – Umdrehungen pro Minute (Maßeinheit für die Drehzahl n)

UN – United Nations = Vereinte Nationen (= UNO)

UNESCO – United Nations Educational, Scientific and Cultural Organization = Organisation der Vereinten Nationen für Erziehung, Wissenschaft und Kultur

UNIPEDE – Union Internationale des Producteurs et Distributeurs d'Energie Electrique = Internationaler Verband der Erzeuger und Verteiler elektrischer Energie

UNO – United Nations Organization = Organisation der Vereinten Nationen

UNSCC – United Nations Standards Coordinating Committee = Normenkoordinierungsausschuß der Vereinten Nationen

UP – United Press (Association) = Amerikanisches Nachrichtenbüro (New York)

UPAE – Union Postale des Amériques et de l'Espagne = Amerikanisch-Spanischer Postverein (auf die Länder des amerikanischen Kontinents und — seit 1923 — auf Spanien beschränkte Postvereinigung)

UPO – undistorted power output = unverzerrte Ausgangsleistung

UPU – Union Postale Universelle = Weltpostverein

Urdox – Urandioxydwiderstand (bestimmter Heißleitertyp)

URLTR – Your Letter = Ihr Brief (Bezugnahmevermerk)

URSER – Your Serial = Ihr Zeichen (Bezugnahmevermerk)

URSI – Union Radio Scientifique Internationale = Internationale funkwissenschaftliche Vereinigung

US – Ultraschall

U.S. – United States (of Amerika)

USD – United States Department of Commerce = Handelskammer der USA

USE – Union des Syndicats d'Électricité = Vereinigung (französischer) elektrotechnischer Verbände (entspricht etwa dem VDE)

USEO – United States Engineers Office = Technisches Amt der USA

USJCB – United States Joint Communication Board = Vereinigter Amerikanischer Fernmeldeausschuß

USP – United States Patent = USA-Patent

Rundfunkmechaniker
nur tüchtige Kraft,
selbständig arbeitend,
für sofort gesucht.
HO LUCKENWALDE,
Luckenwalde, Poststraße 11
Abteilung Kader

Kaufe ständig
Röhren und Stabilisatoren alle Typen,
Bauteile, Meßinstrumente, sowie kommerzielle Geräte
uud Zubehör
TELE-RADIO BERLIN O 112, Schließfach 19

Prüf-Fix (1)
für schnelle Durchgangs-prüfungen an Rundfunk-Anlagen
spart Zeit und Ärger.
Fordern Sie Prospekt!
Zur Frühjahrsmesse: Techn.
Messe, Halle 18, Obergesch. 1
Hans Mammitzsch, Torgau

Mittelschüler sucht z. 1. April
oder früher Lehrstelle als
Rundfunkmechaniker
Vorkenntnisse in Elektro-
technik vorhanden.
Zuschriften erbittet
Manfr. Fröhlich, Straupitz 68
Kreis Lübben / Spreewald

Rundfunk-Fachgeschäft
mit Werkstatt i. Zentrum Dresdens (Umsatz 1952 460000 DM)
altersh. zu verkaufen. Off. unt.
7159 an DEWAG-WERBUNG,
Dresden N 6, Dammweg 6

Suche dringend, auch defekt:
1 Scheinwiderstands-meßbrücke
1 Gütefaktormesser
Angebote erbeten unter RF 2816



Versilberung
aller technischen Teile
kurzfristig!
GLAUCHAU / Sa., Telefon 25 17

Radio- und sonstige
Reparaturkarten
KLOSS & CO., Mühlhausen (Thür.)
Fordern Sie unverbindl. Muster

KWP
Kabel vergussmasse
Zu beziehen
durch die DHZ Chemie
Abt. Grundchemie
VEB (K) KITTWERK PIRNA

LAUTSPRECHER-REPARATUREN
kurzfristig
— alle Fabrikate —
Kurt Trentzsch
Werkstätten für Elektro-Akustik
Dresden A 1, Annenstraße 37
Telefon 4 21 63

Kondensator-Mikrofone, auch umschaltbar:
Niere — Kugel — Acht für Wechsel- und Allstrom
Kraftverstärkeranlagen 20 W f. Wechselstrom, 6 W f. Allstom
Ing. Erhard Walther, Plauen i. Vogtl., Fabrikstr. 33, Ruf 2155


Beschriften Sie Ihre Maschinen, Apparate,
Geräte usw. (Firmenschild, Schutzmarke o. ä.)
durch ***Abziehbilder · Schiebebilder***
VEB (K) Buch- und Werbedruck, Saalfeld (Saale)



Der interessante Prospekt:
„Der Werdegang eines Schiebeabziehbildes"
gibt über die vielseitige Verwendungs-möglichkeit Auskunft!
Verlangen Sie noch heute bemustertes
Angebot von:
HOLM GROH, Leipzig S 3, Kurt-Eisner-Str. 71, Hofgebäude



Lautsprecher Groß-Reparatur
Alle Fabrikate, auch älteste Baumuster
bis 40 Watt
Wickelarbeiten an Übertragern und
Feldspulen nach Angabe
RADIO-LABOR, ING. E. PETEREIT
Dresden N 6, Obergraben 6 · Fernruf 5 30 74

Unsere Neuentwicklung
das **Tonbandgerät LVV 7**
transportabel und in **Studio-Pulten**
zeigen wir Ihnen zur ***Leipziger Frühjahrsmesse***
im Städtischen Kaufhaus, II. Stock, Stand 228

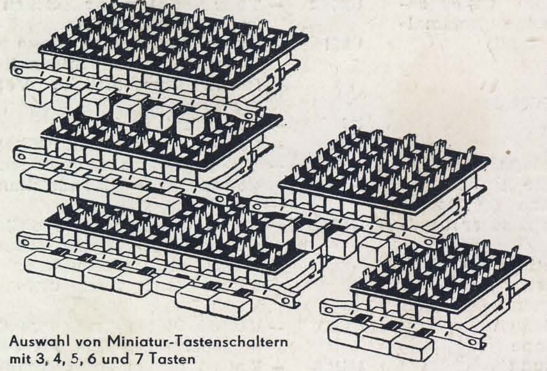


Gülle & Piniek
Berlin-Köpenick
Mahlsdorfer Straße 3–5 · Ruf: 65 24 65


ADOLF FALCKE · Apparatebau
Berlin W 8, Markgrafenstr. 58, Ruf 20 20 64
Elektrische Meß- und Prüfgeräte

LCR-Meßgeräte
R-Meßgeräte
C-Meßgeräte
Scheinwiderstands-meßgeräte
Diodenvoltmeter
Megohmmeter
Röhrenvoltmeter
UKW-Wellenmesser
RC-Generatoren
UKW-Generatoren
Auto-Einbau-Amperemeter
HF-Meßgeneratoren

Bitte fordern Sie unser Angebot an!


Auswahl von Miniatur-Tastenschaltern
mit 3, 4, 5, 6 und 7 Tasten

Rundfunk-Spulensätze; ZF-Bandfilter 468 kHz;
UKW-Doppeltrioden-Eingangs-Aggregat; Miniatur-ZF-Bandfilter 10,7 MHz


GUSTAV NEUMANN
Spulen-Transformatoren-Drahtwiderstände
Creuzburg/Werra (Thüringen)
Ruf Creuzburg 121 und 111

Interessenvertretung: Belgien: Frederic Clobus, Bruxelles, 396 Avenue de la Couronne. Finnland: Harry Marcell, Helsingfors, S. Esplandgatan 22 c.
Schweiz: Electron-Import, Postfach 8, Küsnacht/Zh.